



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

공학박사 학위논문

로봇 관절 구동용 버니어 영구자석 전동기의 최적 설계

Optimal Design of Vernier Permanent Magnet Motor
for Robot Joint

2020년 8월

서울대학교 대학원

전기·정보공학부

권혁성

로봇 관절 구동용 버니어 영구자석 전동기의 최적 설계

Optimal Design of Vernier Permanent Magnet
Motor for Robot Joint

지도 교수 정 현 교

이 논문을 공학박사 학위논문으로 제출함
2020년 8 월

서울대학교 대학원
전기 · 정보공학부
권 혁 성

권혁성의 박사 학위논문을 인준함
2020년 8 월

위 원 장 _____ (인)

부위원장 _____ (인)

위 원 _____ (인)

위 원 _____ (인)

위 원 _____ (인)

초 록

본 논문에서는 로봇 관절용 전동기의 성능 개선을 위해 기존에 사용되던 Surface-mounted permanent magnet synchronous motor (SPMSM)를 Vernier permanent magnet synchronous motor (VPMSM)로 대체하는 것을 제안하였고, 버니어 영구자석 전동기를 설계하는데 필요한 가이드 라인을 제안하였다. 가이드 라인을 통해 설계한 로봇 관절용 VPMSM과 기존 로봇 관절용 SPMSM의 성능을 비교 분석함으로써 로봇 관절용 전동기에 VPMSM 적용 타당성을 검증하였다.

작은 크기에 제어 정밀성을 요구하는 로봇 관절용 전동기의 효율을 개선하기 위해서 구조가 간단하고 제어 정밀성이 높으면서 높은 토크 특성을 가지는 전동기가 필요하다. 본 논문에서는 자계변조 효과를 통해 간단한 구조와 높은 토크 성능을 가지는 VPMSM이 적합하다고 판단하였다.

자계변조 효과를 사용하는 VPMSM은 일반 전동기와 다른 특성을 가져 설계 시 차이점이 발생한다. 특히 권선계수는 전동기의 기전력을 예측할 수 있게 해주는 계수인데, 자계변조 효과에 의해 기전력 특성이 달라지는 VPMSM은 기존 권선계수 계산법을 적용하는 것이 부적합하다. 그러므로 자계변조 효과를 고려하기 위해 본 논문에서는 VPMSM의 원리에 기반하여 해석적 기법을 적용해 VPMSM에 적합한 권선계수를 제안하였다. 제안한 권선계수는 서로 다른 극 슬롯 조합의 전동기의 유한요소법(Finite element method : FEM)과 해석 결과를 통해 검증하였다. 본 논문에서는 VPMSM의 종류에 따른 특성, 극 슬롯 조합에 따른 권선계수 및 적정 슬롯 폭, 극 슬롯 조합에 따른 손실 특성을 통해 VPMSM의 설계 가이드 라인을 제안하였다.

다음으로 최적 설계를 위해 높은 정확성과 수렴 속도를 가지는 최적화 알고리즘(Social insect optimization algorithm : SIOA)을 제안하였다. 제안한 알고리즘의 정확성 및 수렴 속도는 여러 시험함수에

대한 탐색 결과를 기존에 널리 사용되고 있는 알고리즘들의 결과와 비교를 통해 검증하였고 그 우수성을 확인하였다.

제안한 VPMSM 설계 가이드 라인을 통하여 로봇 관절용 전동기의 요구 사항을 만족하는 VPMSM의 상세 설계안을 도출하였고, 제안한 최적화 알고리즘을 통하여 다양한 설계 변수에서도 요구 조건을 만족시키는 최적 설계 안을 도출하였다.

마지막으로, 본 연구에서 설계한 로봇 관절용 VPMSM의 설계 결과를 검증하고 기존 로봇 관절용 SPMSM보다 효율이 개선되는 것을 확인하기 위하여 시험용 전동기를 제작하였고 설계 결과 및 효율 개선을 시험적으로 검증하였다. 이를 통하여 향후 저속 고 토크 어플리케이션에 사용되고 있는 전동기를 VPMSM으로 대체하여 설계하는데 도움을 주고자 한다.

주요어 : 로봇 관절용 전동기(robot joint motor), 표면 부착형 영구자석 전동기(surface-mounted permanent magnet synchronous motor), 버니어 영구자석 전동기(vernier permanent magnet synchronous motor), 권선계수(winding factor), 최적화 알고리즘(optimization algorithm).

학 번 : 2014-21731

목 차

초	록	i
목	차	iii
그림	목차	v
표	목차	vii
기호	및 약어 설명	viii
제 1 장	서 론	1
1.1	연구 배경 및 필요성	1
1.2	연구 내용 및 구성	6
제 2 장	로봇 관절용 전동기 및 버니어 영구자석 전동기 특성 ..	8
2.1	로봇 관절용 전동기	8
2.2	버니어 영구자석 전동기	10
2.2.1	버니어 영구자석 전동기 원리	15
제 3 장	버니어 영구자석 전동기 설계 고려 사항	31
3.1	버니어 영구자석 전동기 종류 및 특성	31
3.1.1	기본형 버니어 영구자석 전동기	31
3.1.2	자계변조 극 버니어 영구자석 전동기	33
3.2	극, 슬롯 조합에 따른 버니어 영구자석 전동기 특성	39
3.2.1	버니어 영구자석 전동기 극 슬롯 조합	39
3.2.2	버니어 영구자석 전동기의 권선계수	42
3.3	버니어 영구자석 전동기의 손실 특성	53
3.3.1	버니어 영구자석 전동기의 손실 특성 분석	53
3.3.2	버니어 영구자석 전동기 및 표면 부착형 영구자석 전동기 손실 비교	55
제 4 장	버니어 영구자석 전동기의 최적 설계	68
4.1	최적화 알고리즘	70
4.2	시험 함수를 이용한 알고리즘 성능 검증	76
4.3	로봇 관절용 버니어 영구자석 전동기 상세 설계	81
4.3.1	로봇 관절용 표면 부착형 영구자석 전동기 설계 과정	81
4.3.2	로봇 관절용 버니어 영구자석 전동기 상세 설계	85
4.3.3	로봇 관절용 버니어 영구자석 전동기 최적 설계	87
제 5 장	시험용 전동기의 제작 및 실험	95
5.1	시험용 버니어 영구자석 전동기 제작	95
5.2	시험용 버니어 영구자석 전동기와 표면 부착형 영구자석 전동기 시험 및 결과 비교	97

제 6 장 결론 및 향후 연구 계획.....	105
6.1 결론.....	105
6.2 향후 연구 계획.....	106
참고 문헌	108
Abstract	117

그림 목차

그림 1.1 세계 제조로봇 성장 전망	1
그림 1.2 현대 사회 로봇들의 예시	2
그림 1.3 자계변조 현상을 구동 원리로 하는 전기기기.....	3
그림 2.1 소형 다 관절 로봇과 구동 주 요소	8
그림 2.2 박형 로봇 관절용 영구자석 전동기	9
그림 2.3 전원과 동작 원리에 따른 전동기 분류.....	10
그림 2.4 버니어 캘리퍼스	11
그림 2.5 버니어 캘리퍼스 스케일.....	12
그림 2.6 버니어 릴렉턴스 전동기.....	13
그림 2.7 동축 마그네틱 기어.....	16
그림 2.8 자계변조 효과를 원리로 하는 전기기기	16
그림 2.9 강자성체 자극편이 없는 동축 마그네틱 기어의 공극 자속 밀도.....	17
그림 2.10 강자성체 자극편이 있는 동축 마그네틱 기어의 공극 자속 밀도.....	18
그림 2.11 동축 마그네틱 기어 입력 토크에 따른 출력 토크.....	20
그림 2.12 VPMSM 공극 자속 밀도.....	21
그림 2.13 회전자 영구자석에 의한 기자력	22
그림 2.14 고정자 형상에 의한 퍼미언스	23
그림 2.15 회전자 회전에 따른 VPMSM 공극 자속밀도 변화	24
그림 2.16 전기각 한 주기까지 회전자 이동거리	26
그림 2.17 고정자 코일 피치	26
그림 3.1 기본형 VPMSM.....	32
그림 3.2 다양한 코일 피치의 20극 12슬롯 VPMSM	32
그림 3.3 기본형 VPMSM의 3차원 형상	33
그림 3.4 VPMSM 권선도	34
그림 3.5 기본형 VPMSM와 FMP VPMSM	34
그림 3.6 FMP VPMSM의 무 부하 자속밀도 벡터도	35
그림 3.7 이중 구조 VPMSM	36
그림 3.8 드림 권선.....	36
그림 3.9 내측, 외측 고정자 배치에 따른 이중 구조 VPMSM 자속 선도.....	37
그림 3.10 이중 구조 VPMSM 단면도	37
그림 3.11 $n_{r-pp} > n_s$ 조합 예시 및 회전자 누설 자속.....	39
그림 3.12 전동기 종류에 따른 주요 공극 자속밀도.....	42
그림 3.13 슬롯 폭 비에 따른 퍼미언스.....	43
그림 3.14 오픈 슬롯 전동기와 변수	45

그림 3.15 VPMSM 단면도	48
그림 3.16 VPMSM 권선계수 및 역기전력.....	49
그림 3.17 슬롯 폭 비에 따른 20극 12슬롯 VPMSM 권선계수 ..	50
그림 3.18 슬롯 폭 비에 따른 20극 15슬롯 VPMSM 권선계수 ..	50
그림 3.19 20극 24슬롯 SPMSM 단면도.....	56
그림 3.20 무부하 철손 분포 (1000 r/min).....	57
그림 3.21 무부하 철손 차수별 분포 비교 (1000r/min)	59
그림 3.22 반경 방향 자속밀도 측정 지점.....	60
그림 3.23 반경 방향 자속밀도 비교	61
그림 3.24 무부하 자속밀도 분포 (1000 r/min).....	62
그림 3.25 무부하 철손 비교 (1000r/min).....	63
그림 3.26 속도에 따른 영구자석 와전류 손실 비교.....	64
그림 3.27 전동기의 속도에 따른 부하 시 손실 비교	65
그림 3.28 전동기의 속도에 따른 총 손실 비교.....	66
그림 4.1 자석 두께에 따른 토크 크기 비교.....	68
그림 4.2 SIOA의 순서도	71
그림 4.3 정점들과 GCS의 예	73
그림 4.4 정점들과 LCS의 예.....	73
그림 4.5 정점들과 LES의 예.....	74
그림 4.6 SIOA 평가를 위한 시험 함수	78
그림 4.7 로봇 관절용 전동기 예시	81
그림 4.8 로봇 관절용 VPMSM.....	87
그림 4.9 VPMSM의 최적화를 위한 설계 변수	88
그림 4.10 최종 VPMSM 및 SPMSM 형상	91
그림 4.11 회전자 위치에 따른 정적 토크 변화.....	93
그림 4.12 최종 SPMSM 및 VPMSM 부하 토크 비교.....	93
그림 5.1 시험용 전동기의 구조.....	95
그림 5.2 전동기의 시험 세트.....	97
그림 5.3 SPMSM의 무부하 역기전력.....	98
그림 5.4 VPMSM의 무부하 역기전력	99
그림 5.5 SPMSM의 코강 토크.....	100
그림 5.6 VPMSM의 코강 토크.....	101

표 목차

표 3.1 VPMSM 종류에 따른 장/단점.....	38
표 3.2 극 슬롯 조합에 따른 VPMSM 권선 극 수 $2n_{w-pp}$	40
표 3.3 극 슬롯 조합에 따른 최대 권선계수 k_w	40
표 3.4 극 슬롯 조합에 따른 VPMSM 기어 비 G_m	41
표 3.5 권선계수 검증을 위한 VPMSM 설계 사양.....	47
표 3.6 극 슬롯 조합에 따른 일반 전동기 및 VPMSM 권선계수.....	49
표 3.7 최대 역기전력이 발생하는 슬롯 폭 비 계산 결과.....	51
표 3.8 전동기 동손 비교.....	63
표 4.1 시험 함수 그룹.....	76
표 4.2 시험 함수 그룹에 대한 최적화 결과.....	79
표 4.3 설계 요구 조건 및 제한 조건.....	82
표 4.4 SPMSM 상세 특성.....	85
표 4.5 선정한 VPMSM 권선 특성.....	86
표 4.6 VPMSM 효율 분석 결과.....	87
표 4.7 최적 설계 결과.....	90
표 4.8 전동기의 요구 조건 및 설계 사양.....	91
표 4.9 SPMSM와 VPMSM FEM 해석 결과.....	92
표 4.10 SPMSM과 VPMSM 효율 해석 결과 비교.....	94
표 5.1 권선 저항 측정 결과.....	96
표 5.2 SPMSM 해석 결과와 시험 결과 비교.....	102
표 5.3 VPMSM 해석 결과와 시험 결과 비교.....	102
표 5.4 SPMSM와 VPMSM의 효율 시험 결과 비교.....	103
표 5.5 SPMSM와 VPMSM의 역률 시험 결과 비교.....	103

기호 및 약어 설명

a	버니어 캘리퍼스 주척 1눈금의 길이
a_1	설계변수, 슬롯 폭
α_T	슬롯 피치
b	버니어 캘리퍼스 부척 1눈금의 길이
B	공극 자속밀도
B_0	공극 자속 밀도 기본 성분
B_1	공극 자속 밀도 자계변조 성분
B_m	최대 공극 자속 밀도
B_{st}	고정자 치 자속밀도
B_{sy}	고정자 요크 자속밀도
B_{ry}	회전자 요크 자속밀도
β	슬롯 폭과 유효공극 길이에 의해 결정되는 비선형 값
c_0	슬롯 간격과 슬롯 개구 폭의 비
ε_{ph}	역기전력
ϵ	0~1사이 랜덤 값
F_{PM}	회전자 영구자석 기자력
f	히스테리시스의 주파수
$f_1 \sim f_6$	시험함수
d_m	버니어 캘리퍼스 부척으로 읽을 수 있는 길이
D	LES 탐색 방향을 결정하는 계수
D_g	공극 직경
G_m	기어 비(Gear ratio)
G_{best}	SIOA 최적해
g	유효 공극 길이
g_a	공극 길이
g_m	영구 자석 두께
λ_{ph}	쇄교 자속
θ_c	코일 피치
θ_m	내측 회전자의 위치각
θ_{ph}	각 상의 위치, $0, 2\pi/3$ 또는 $4\pi/3$
θ_{T1}, θ_{T2}	전기각 한 주기까지 회전자가 이동거리
$i(t)$	입력 전류
I_{max}	상전류 최대값
l	버니어 캘리퍼스 주척에서 읽을 수 있는 눈금
l_1	설계변수, 영구자석 길이
l_2	설계변수, 영구자석 최대 폭을 유지하는 길이
I_{st}	전동기 적층 길이
K_e	와전류 철손 계수
K_h	히스테리시스 손실 계수
K_w	VPMSM 권선계수
k_w, k_{w0}, k_{w1}	권선계수
k_d	분포 계수
k_p	단절 계수

m	버니어 캘리퍼스 주척과 부척의 눈금선이 일치하고 있는 부척 눈금
μ_0	투자율 ($4\pi \times 10^{-7} H/m$)
μ_m	자석의 투자율
μ_r	영구자석의 recoil permeability
n	버니어 캘리퍼스 주척 단위 눈금
$n_{p\hbar}$	권선 턴 수
n_{r-pp}	회전자 극 쌍 수
n_{w-pp}	고정자 권선 극 쌍 수
n_{r-i}	내부 회전자 극 쌍 수
n_s	고정자 치 개수
n_{r-o}	외부 회전자 극 쌍 수
η	평균 v , 표준편차 σ^2 인 정규분포에 의해 결정되는 랜덤 값
η_{eff}	전동기 효율
v	정규분포 평균
σ^2	정규분포 표준편차
o	고정자 치 개구 폭
P_0	고정자 퍼미언스 기본 성분
P_1	고정자 퍼미언스 돌극 성분
P_e	와전류 손실
P_{\hbar}	히스테리시스 손실
P_{0max}	고정자 퍼미언스 기본 성분 최대값
P_{in}	전동기 입력
P_{iron}	전동기 철손
P_{mag_loss}	영구자석 와전류 손실
P_{loss}	전동기 철손, 영구자석 와전류 손의 합
P_{out}	전동기 출력
p_1, p_2	SIOA의 탐색 방식들이 선택되는 비율을 결정하는 값
q	매극 매상 슬롯수
r_g	공극까지 반경
$rand_i$	SIOA에서 개체들의 탐색 방식을 결정하는 0~1사이 랜덤 값
t_1	설계변수, 영구자석 폭
t_2	설계변수, 고정자 shoe 폭
T	전기각 한 주기
τ_e	전동기 평균 토크
τ_i	내측 회전자 토크
τ_o	외측 회전자 토크
$v(t)$	입력 전압
V_{DC}	단자 전압
V_{max}	전압 제한
x_i, x_j	SIOA 개체
w_1, w_2	목적함수 가중치
ω_i	내측 회전자의 회전 각속도
ω_r	회전자 각속도
ω_o	외측 회전자의 각속도
ω_{st}	고정자 치 두께
ω_{sy}	고정자 요크 두께

ω_{ry} 회전자 요크 두께

FEM	유한요소법 (Finite element method)
FMP	자계변조극 (Flux modulation pole)
IPMSM	매입형 영구자석 동기 전동기 (Interior permanent magnet synchronous motor)
SIOA	Social insect optimization algorithm
SPMSM	표면 부착형 영구자석 전동기 (Surface-mounted permanent magnet synchronous motor)
VPMSM	버니어 영구자석 전동기 (Vernier permanent magnet synchronous motor)

제 1 장 서 론

1.1 연구 배경 및 필요성

최근 고령인구비중의 급격한 증가와 세계 경제의 장기 저성장 시대로 접어들면서 인간의 생산성이 부족해졌고 이에 대한 해결책으로 로봇이 떠오르고 있다[1], [2]. 로봇은 ‘스스로 보유한 능력에 의해 주어진 일을 자동으로 처리하거나 작동하는 기계로 정의할 수 있으며, 제조업용 로봇, 전문 서비스용 로봇, 개인 서비스용 로봇 등으로 크게 구분하고 있다[2], [3]. 그림 1.1에 나타나듯이 2017년 글로벌 로봇시장은 298억불(弗, 달러)로 제조업용 로봇이 162억불, 서비스 로봇이 86억불, 그 외에 50억불을 차지하고 있으며, 매년 약 10% 정도의 성장을 기록하고 있다[2], [3]. 제조업용 로봇의 로봇시장 상위 5개국은 순서대로 중국, 일본, 미국, 한국, 독일 순이며 이 5개국이 세계 로봇 시장에 74%를 차지하고 있다. 그 중에서 한국은 고용 1만명당 로봇 활용수로 나타내는 로봇 밀도가 5개 국 중에서 1위를 차지하고 있다[2].

기존에 단순한 반복 작업 위주의 산업용 용도에 주로 사용되었던 로봇은 기술이 발전하면서 크기와 무게가 줄어들었다. 이에 따라

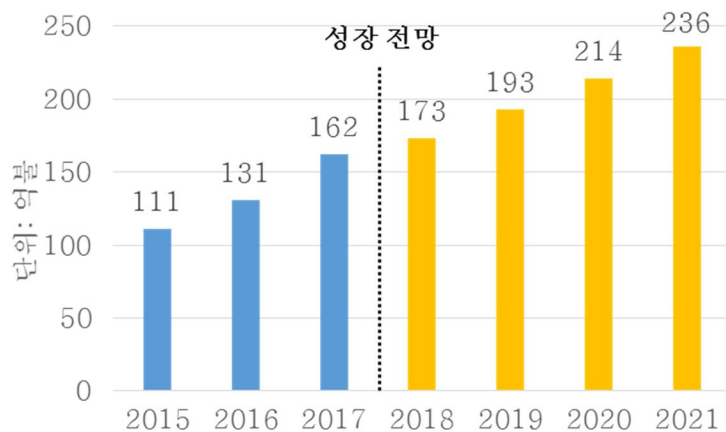


그림 1.1 세계 제조로봇 성장 전망

Fig 1.1 Global manufacturing robot growth expectations



그림 1.2 현대 사회 로봇들의 예시
Fig 1.2 Examples of modern robots

3D(Difficult, Dirty, Dangerous) 분야의 인력 대체나 생산성 향상에 그치지 않고 공장에서 의료, 서비스 등 다양한 분야로 범위를 넓혀가고 있다[2] - [7].

전동기는 로봇의 핵심 부품이 중 하나이다. 로봇의 용도가 다양해지고 수행하는 작업이 복잡해지면서 이에 적합한 움직임을 구현하기 위해 사용되는 전동기의 개수 및 크기도 다양해지고 있다. 로봇에 사용되는 전동기는 소형화, 제어 성능 등의 요소들이 핵심적으로 설계되고 있다[4] - [8]. 그러나 이러한 요소들을 만족하는 전동기 종류는 제한적이었고, 현재까지 표면부착형 영구자석 전동기(Surface-mounted permanent magnet synchronous motor : SPMSM)가 주로 사용되고 있다. SPMSM의 성능 개선을 위하여 전동기를 구성하는 영구자석 및 강판의 물성 개선, 높은 점적율을 가지는 권선법의 적용 등이 이뤄져 왔지만 한계에 봉착하고 있다[9], [10].

최근 높은 토크 특성을 가져 관심이 많아지고 있는 버니어 영구자석 전동기(Vernier permanent magnet synchronous motor : VPMSM)가 있다. 버니어 전동기는 자계변조(Magnetic flux modulation) 현상을

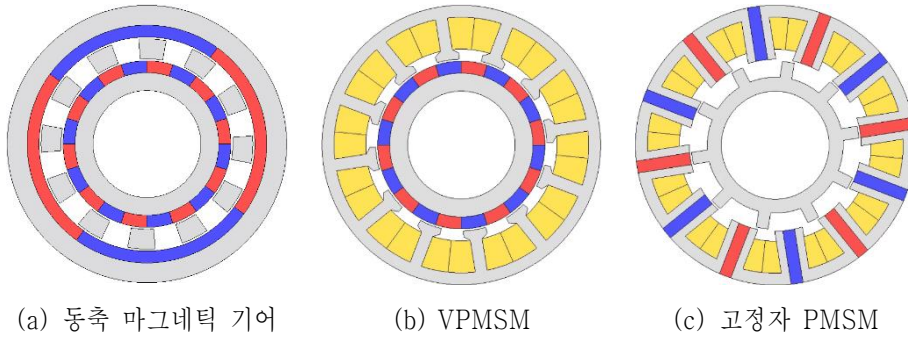


그림 1.3 자계변조 현상을 구동 원리로 하는 전기기기

Fig 1.3 Electric machines that use magnetic field modulation principle

구동 원리로 하여 저속에서 높은 토크 특성을 가지는 전동기이다 [11]–[18], [24]–[28]. 자계변조 현상은 회전자 계자 권선 또는 영구자석의 기자력(Magneto motive force : MMF)이 고정자 철심의 돌극 구조에 의해 변조되어 극 수와 회전속도가 모두 변조된 공간 고조파를 발생하는 현상을 의미하며, 마그네틱 기어링 효과(Magnetic gearing effect) 또는 버니어 효과(Vernier effect)로도 많이 알려져 있다 [88]–[91].

이러한 자계변조 특성을 이용하는 전기기기에 가장 잘 알려진 것으로는 VPMSM 외에도 동축 마그네틱 기어(Coaxial magnetic gear), 고정자 PM 전동기(Stator PMSM) 등이 있다 [11], [88]–[91]. 동축 마그네틱 기어는 자계변조 현상의 원리를 사용해 입·출력 회전자들을 동일한 중심 축 위에 배치할 수 있고, 타 마그네틱 기어 대비 누설 자속을 최소화할 수 있어 높은 토크 성능을 가진다 [12]–[13], [91]–[94]. 그리고 자기에너지를 이용하기 때문에 동력전달 과정에 물리적 접촉이 없어 접촉 및 마찰을 사용하는 기계식 기어들과 달리 마찰에 의해 발생하는 소음과 진동, 효율 저하, 유지보수 등의 문제가 없다는 장점을 가진다. 이로 인해 기존 기계식 기어가 사용되던 전기추진 선박 및 자동차, 발전기 등에 동축 마그네틱 기어를 적용하기 위한 연구가 증가하고 있다 [14]–[20], [89].

고정자 PM 전동기는 돌극 구조의 회전자로 구성된 릴럭턴스

전동기의 고정자에 영구자석을 추가한 전동기이다 [21]–[22], [95]. 고정자에 추가한 영구자석에서 발생하는 자계는 회전자의 돌극 구조를 거치면서 변조된 회전자계를 생성하고, 다시 고정자 권선에 쇄교해 역기전력을 유도한다. 고정자형 PM 전동기는 회전자 구조가 간단하고 영구자석이 고정자에 배치되어 있어서 자석 비산의 문제가 없고 구조적으로 견고하다는 장점이 있다. 하지만 동일한 출력 조건에서 회전자 PM 전동기에 비해 영구자석의 사용량이 증가하고 고정자의 자계 포화도가 높다는 단점을 가진다. 이와 같은 문제를 보완하고자 DC 권선을 이용하여 영구자석을 사용하지 않거나 사용량을 줄이는 여자방식의 고정자 PM 전동기에 대한 연구가 진행되고 있다[23]–[28]. 고정자 포화 문제를 개선하기 위해 고정자를 이중으로 구성하여 권선과 영구자석을 각각 설치하고 고정자 사이에 돌극 구조의 회전자를 구성된 전동기도 제안되었다 [29]–[32]. 이 방식을 통해 자기적 포화 특성이 개선되고 자석의 사용량이 증가할 수 있어 페라이트 영구자석으로 대체할 수 있는 장점을 가진다. 그러나 이중 구조는 설계와 제작이 복잡하다는 문제점을 가지고 있어 적용할 수 있는 분야가 제한된다.

회전자에 영구자석이 사용되는 VPMSM은 동축 마그네틱 기어의 고속으로 회전하는 회전자를 전기자 권선으로 대체한 것과 동일한 기기이다. 그러므로 동축 마그네틱 기어와 동일하게 자계변조 현상을 원리로 사용하고, 때문에 저속에서 고 토크 특성을 가지는 전동기이다. 최근 높은 토크 특성을 필요로 하는 시스템의 크기를 줄이거나 전동기의 소모 전력을 줄여 효율을 향상시키기 위해 VPMSM를 적용하는 연구가 진행되고 있다 [33], [34], [88].

본 논문에서는 고 토크 특성을 요구하는 로봇 관절용 전동기에 한계에 도달한 SPMSM을 대신하여 저속 고 토크 특성을 가지는 VPMSM를 적용하는 연구를 수행한다. VPMSM은 높은 토크 성능을 위해서는 자계변조 효과를 늘려야 하고 이는 전동기 동손 및 철손에 영향을 미친다. 본 논문에서는 VPMSM 특성을 분석하고 로봇 관절용 전동기로 설계하는 과정을 설명한다. 이를 위해서는 해당

어플리케이션에 적합한 종류의 VPMSM을 찾고, 극 슬롯 조합에 따른 토크 또는 기전력 특성을 사전에 파악할 수 있는 방법과 그에 따른 VPMSM의 손실 경향을 파악하는 것이 필요하다. 이에 따라 본 논문에서는 VPMSM의 종류를 분류하고 이에 따른 특성들을 정리하였으며, 극 슬롯 조합에 따른 VPMSM의 토크 또는 기전력을 예측하기 위한 해석적 기법에 기반한 VPMSM의 권선계수 계산법을 제안하였다. 이를 통해 높은 토크 또는 기전력 특성을 가지는 극 슬롯 조합을 예측하는 동시에 극 슬롯 조합별 적정 슬롯 폭을 사전에 확인할 수 있다. 그리고 SPMSM과 몇 가지 조합의 VPMSM의 손실 특성을 비교해 SPMSM과 VPMSM의 손실 특성 차이점 및 극 슬롯 조합에 따른 VPMSM의 손실 경향성을 분석하였다.

전기기기는 성능에 영향을 미치는 여러 설계 변수가 존재하고 요구조건 또한 다양하다. 특히 VPMSM의 경우 자계변조 효과를 사용함으로써 일반 영구자석 전동기보다 고려해야 하는 설계변수가 많다. 이를 해결하기 위해서는 최적화 알고리즘을 이용한 최적 설계가 효과적이다. 최적화 알고리즘의 성능에 따라 최적 설계에 필요한 시간과 설계 결과가 결정되기 때문에 우수한 최적화 알고리즘을 개발하는 것이 매우 중요하다. 본 논문에서는 우수한 최적해를 보장하면서도 빠르게 전기기기의 최적 설계를 수행할 수 있는 최적화 알고리즘을 제안하였다. 제안한 알고리즘은 여러 시험 함수를 이용하여 기존에 사용되고 있는 최적화 알고리즘들과 비교함으로써 알고리즘을 성능을 검증하였다. 또한 VPMSM의 효율을 높이고 코깅 토크(cogging torque)를 저감하는 설계를 위하여 제안하는 최적화 알고리즘을 적용함으로써 실제 설계 문제에서의 활용 가능성을 확인하였다.

마지막으로, 본 논문에서 설계한 로봇 관절용 VPMSM 전동기를 검증하기 위해 시제품을 제작하였고 기존 로봇 관절용 SPMSM 전동기와 해석 및 실험을 통해 성능을 비교하였다.

1.2 연구 내용 및 구성

본 논문은 총 6장으로 구성되어 있으며, 각 장의 연구 범위 및 내용은 다음과 같다.

제 1장에서는 연구 배경, 논문 구성에 대하여 요약한다.

제 2장에서는 로봇 관절용에 사용되는 전동기의 특성을 간략하게 살펴보고 VPMSM의 구조와 구동 원리를 설명한다. 고정자의 돌극 구조에 의해 영구자석 자계가 변조되는 특성을 설명하고, 서로 다른 극 수를 가지는 회전자와 고정자 권선이 자계변조 현상에 의해 서로 동기화되는 원리와 이를 통한 전동기 기전력 성능 향상에 대해 기술한다.

제 3장에서는 VPMSM의 설계 시에 고려해야 할 요소들에 대해서 알아보고 가이드 라인을 제안한다. 현재까지 연구된 다양한 VPMSM 종류와 각각의 특성들에 대해서 알아보고 적용 시 고려해야 될 사항들을 정리한다. 다음으로 VPMSM 전동기 성능에 큰 영향을 미치는 극 슬롯 조합을 정리하고 해석적 기법을 통해 VPMSM에 적합한 권선계수 계산 방법을 제안한다. 제안한 방법을 통하여 극 슬롯 조합에 따른 VPMSM의 기전력을 예측할 수 있는 VPMSM의 권선계수를 도출하고, 극 슬롯 조합에 따라 적합한 슬롯 폭을 찾는 방법 또한 제시한다. 마지막으로 극 슬롯 조합에 따른 VPMSM의 손실 특성을 비교하고 SPMSM 손실과 차이점을 확인한다.

제 4장에서는 다양한 설계변수를 가지는 VPMSM의 최적 설계 문제에 적용할 수 있는 최적화 알고리즘인 social insect optimization algorithm (SIOA)을 제안한다. 제안한 알고리즘의 성능은 기존 최적화 알고리즘과 성능 비교를 통해 검증한다. 다음으로 로봇 관절용 전동기로 설계 시 고려해야 할 요소들을 정리하고 제안한 가이드 라인을 따라

VPMSM의 상세 설계를 진행한다. 마지막으로 최적화 알고리즘을 통해 요구조건을 만족하는 로봇 관절용 VPMSM을 설계하고 효율 성능 개선을 확인하기 위해 기존 로봇 관절용 SPMSM와 같이 유한요소법(Finite element method : FEM)을 통해 성능을 비교 분석한다.

제 5장에서는 본 연구에서 설계한 로봇 관절용 VPMSM의 설계 결과를 검증하기 위해 제작된 시험용 VPMSM의 시험 결과를 설계 결과와 비교 분석한다. 설계 제작한 로봇 관절용 VPMSM과 기존 로봇 관절용 SPMSM의 시험 결과 비교를 통해 로봇 관절용 전동기에 VPMSM 적용을 통한 효율 성능 개선을 검증한다.

.

제 6장에서는 본 논문의 결과와 향후 연구에 대하여 정리한다.

제 2 장 로봇 관절용 전동기 및 버니어 영구자석 전동기 특성

2.1 로봇 관절용 전동기

매년 10% 이상의 꾸준한 성장을 이루고 있는 로봇 시장은 인간의 부족한 생산성을 보조하고 위험한 작업들을 인간 대신 대체하기 위해 꾸준한 성장이 지속될 것으로 보인다[1]–[2]. 현대의 로봇은 공간 활용의 극대화를 위해 협소한 작업환경에서 운용되어야 하기 때문에 구동 시스템의 소형 경량화가 요구된다. 이에 따라 로봇의 핵심인 구동 모듈은 제한된 공간을 충분히 활용하기 위해 체적 대비 고 토크 특성이 필수적이다 [3]–[8], [10].

그림2.1은 로봇의 관절 부위와 그 부위에 들어가는 구동 모듈의 구성요소를 보여주고 있다. 효율적인 공간 활용과 정비 및 관리 편리성을 위해 관절에 전동기, 제어기, 브레이크, 기어 등 로봇을 구동하기 위한 요소들이 모듈화 되고 밀집되어 탑재되어야 한다. 이러한 구동 모듈이 여러 개가 모여 인간을 보조할 수 있는 로봇으로 탄생하게 된다.

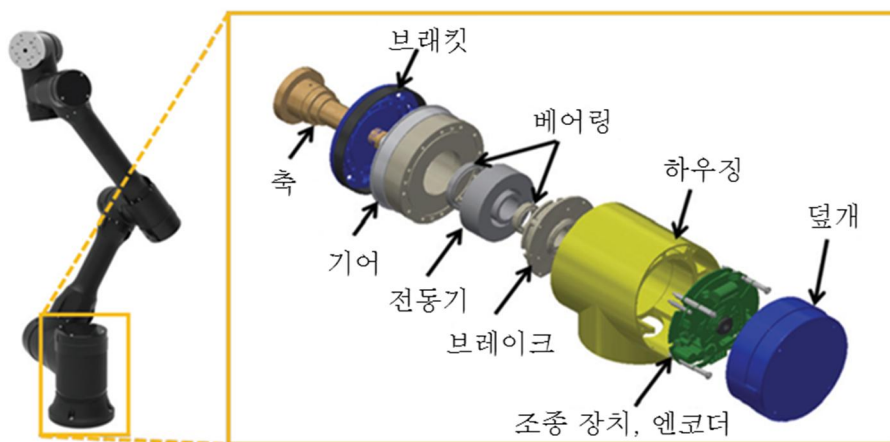


그림 2.1 소형 다 관절 로봇과 구동 주 요소

Fig 2.1. Main drive elements of small multi-joint robot

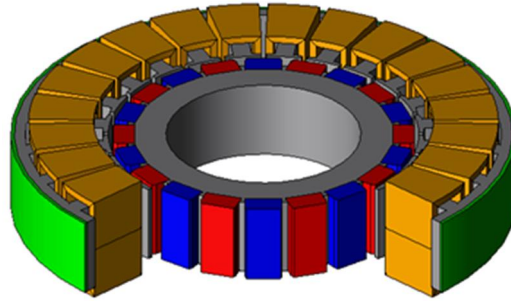


그림 2.2 박형 로봇 관절용 영구자석 전동기

Fig 2.2. Thin permanent magnet motor for robot joints

다양한 종류의 전동기가 연구되고 있는 가운데서도 로봇 관절용 전동기는 그림 2.2와 같은 표면 부착형 영구자석 전동기를 주로 사용하고 있다. 이는 SPMSM가 소형화, 반응성 및 제어 정밀성에서 유리하기 때문이다. 그리고 통신을 위한 케이블들이 통과할 공간이 필요한 로봇 관절용 전동기 특성상 충분한 축의 크기가 확보되어야 한다. 고 토크 요구 조건과 축 공간의 확보, 정밀한 제어 능력 측면에서 다극 SPMSM가 주로 사용되고 있다 [78], [87], [98]. 오랜 시간 동안 로봇에 사용되는 전동기는 전동기의 형태는 변하지 않고 제작 기술, 전동기를 구성하는 소재의 개선, 제어 기술의 개선만 주로 이뤄져 왔다. 전동기 크기가 소형화 되면서 SPMSM의 성능을 개선하는데 한계에 도달하고 있고 이에 따라 로봇용 전동기의 고 토크화가 어려워지고 있다.

최근에 많은 연구가 이뤄지고 있는 VPMSM은 큰 개선이 없었던 로봇 관절용 전동기에 새로운 가능성을 제시할 수 있다. VPMSM는 SPMSM의 정밀한 제어성능을 유지하면서도 토크 성능 개선이 가능하고 다극에 유리한 특성을 가지고 있다.

2.2 버니어 영구자석 전동기

기술이 발달하면서 기기들의 소형화 및 고효율화가 이뤄지고 있다. 제어 기술의 발달로 이전에 속도와 토크 제어가 용이해서 주로 사용되던 직류 전동기에서 상대적으로 제어가 어렵지만 성능이 우수한 유도 전동기 또는 동기 전동기 등을 사용할 수 있게 되었고, 소재 기술의 발달로 고 성능의 영구자석과 강판이 개발되고 전동기의 토크 성능 개선 및 소형화가 가능하게 되면서 과거에 대형 공장에서 주로 사용되던 전동기가 현재 와서는 가전, 자동차 등 일상 생활에 사용될 수 있을 정도로 소형화 고효율화가 이뤄졌다 [35], [36]. 그러나 전동기의 성능

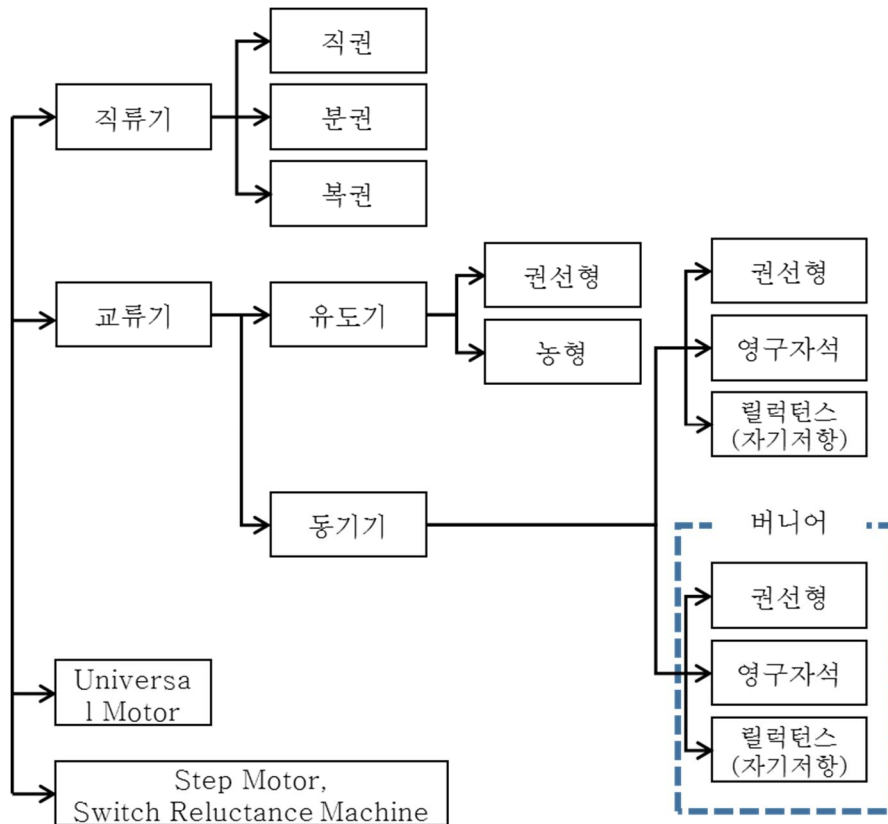


그림 2.3 전원과 동작 원리에 따른 전동기 분류

Fig 2.3 Motor classification according to power source and operating principle

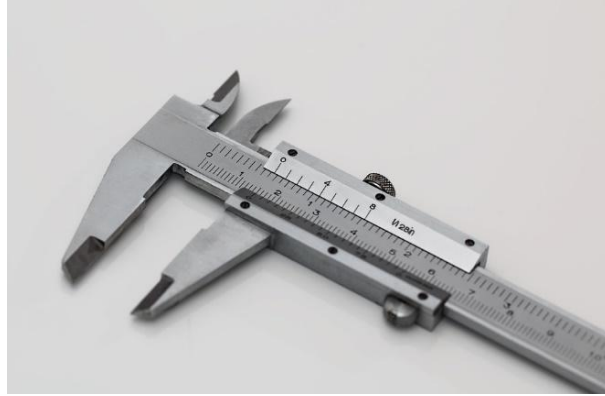


그림 2.4 버니어 캘리퍼스

Fig 2.4 Vernier calipers

개선에 대한 요구는 계속되고 있으며 지금도 전동기 성능 개선을 위한 제어기법, 소재, 설계기법 등 다양한 방면에서의 연구가 계속되고 있다.

이로 인한 결과로 그림 2.3와 같이 다양한 형태의 전동기들이 개발되었고 그 중 동기기의 한 형태로 분류되는 버니어 전동기(Vernier Motor)는 저속에서 고 토크를 가지는 특성으로 많은 집중을 받고 있는 전동기이다 [11], [37].

VPMSM의 ‘버니어’는 그림 2.4의 ‘버니어 캘리퍼스’의 버니어에서 유래한 이름이다. 버니어 캘리퍼스는 1542년 포르투갈의 수학자 P. Nonius가 착상하고 1631년 프랑스 수학자 P. Vernier가 제작한 측정기이다[38]. 영국의 산업혁명 후 기계가 발달함에 따라 정확한 치수의 측정기가 필요해져서 널리 사용되기 시작했다. 버니어 측정기는 주척(主尺)과 주척의 1눈금 이하의 단수를 판독하기 위한 부척(副尺)으로 구성된 길이 측정기이다. 그림 2.5와 같이 부척은 주척의 $(n-1)$ 눈금을 n 등분 하고 있다.

그림 2.5에서, a 는 주척 1눈금의 길이, b 는 부척 1눈금의 길이를 나타내고, n 은 주척 단위 눈금을 나타낸다. l 은 측정하려는 길이에서 주척에서 읽을 수 있는 눈금을 나타내고 d_m 은 주척의 한 눈금보다 작지만 부척으로 읽을 수 있는 길이를 나타낸다. 그림 2.5에서 읽고자 하는 길이는 $l + d_m$ 과 같다. 마지막으로 m 은 주척과 부척의 눈금선이

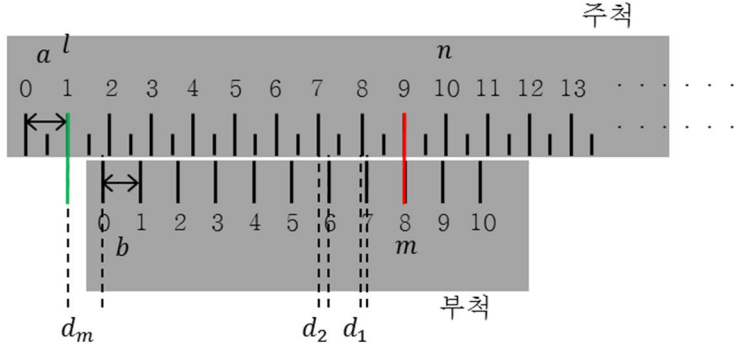


그림 2.5 버니어 캘리퍼스 스케일

Fig 2.5 Vernier caliper scales

일치하고 있는 부척 눈금을 나타낸다. 다음은 각 치수 사이의 관계식을 정리한 것이다. 우선 부척의 한 눈금 b 는 주척의 한 눈금 a 를 n 으로 나눈 것에 $(n-1)$ 배 한 것과 같으므로 다음과 같다.

$$b = \left(\frac{n-1}{n} \right) a \quad (2.1)$$

그림 2.5에서 측정하고자 하는 길이를 측정했을 때 주척과 부척은 m 눈금에서 일치하고 있다. m 눈금에서 한 눈금 씩 이동할 때마다 주척과 부척 눈금 사이 거리 차이는 다음과 같다.

$$d_1 = a - b = a - \left(\frac{n-1}{n} \right) a = \frac{1}{n} a \quad (2.2)$$

그러므로 m 눈금에서 2번째 그리고 m 번째 눈금들 사이의 거리는 다음과 같다.

$$d_2 = \frac{2}{n} a \quad (2.3)$$

$$d_m = \frac{m}{n} a \quad (2.4)$$

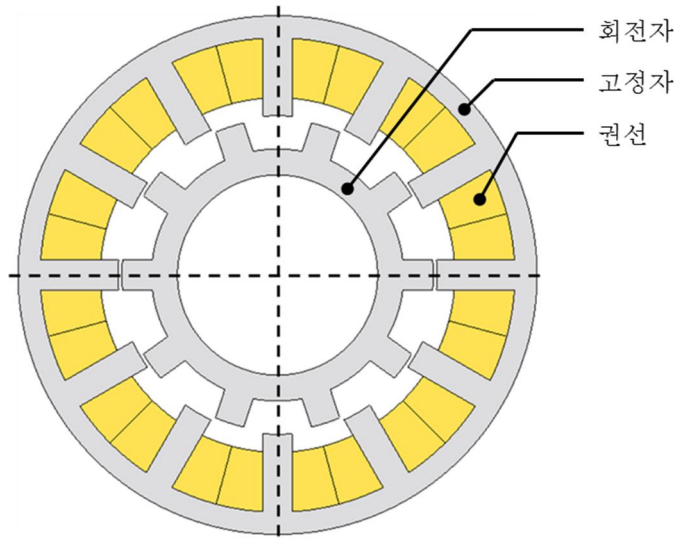


그림 2.6 버니어 릴럭턴스 전동기
Fig. 2.6 Vernier reluctance motor

버니어 캘리퍼스에서 측정하고자 하는 길이는 주척의 0 눈금과 부척의 0 눈금 사이의 거리이다. 이 거리에서 주척의 눈금 l 을 제외한 d_m 이 a/n 을 m 배 한 길이와 같다면 주척과 부척은 부척의 m 번째 눈금에서 일치하게 된다. 이를 통해 주척의 눈금보다 더 작은 단위의 길이를 정확하게 읽을 수 있게 되는 것이다.

버니어 전동기는 이러한 버니어 캘리퍼스의 원리를 전동기 설계에 적용한 전동기이다[29]. 일반 전동기의 경우 고정자 권선을 회전자 극수에 맞춰 설계하게 된다. 고정자 슬롯은 회전자와 고정자 사이의 누설을 최소화하여 성능을 극대화하고 토크 리플을 저감하는 방향으로 설계가 이뤄진다. 반면에 버니어 전동기는 고정자 치 형상에 의한 요철을 활용하고 회전자 극과 고정자 치가 중첩되는 구간에 맞춰 고정자 권선을 설계한다. 그림 2.6의 릴럭턴스 전동기를 보면, 고정자 슬롯 폭이 크다는 점을 제외한다면 일반 릴럭턴스 전동기와 크게 차이점이 없어 보인다. 그림 2.6의 점선은 고정자 치와 회전자 치가 중첩되는 구간과 고정자 치와 회전자의 오목한 부분이 중첩되는 구간을 표시하고 있다. 이러한 중첩되는 구간은 동일한 원주 안에 회전자 치 개수와

고정자 치 개수 사이에 차이가 있다면 필연적으로 생기게 되는데, 이 구간에 의해 공극에서 회전자 치 개수에 의한 기본파 외에 공간 고조파가 발생하게 된다. 이 중첩 구간 또는 공간 고조파의 극 수에 맞춰 권선을 설계하는 것을 버니어 전동기라고 한다.

중첩되는 구간은 회전자 치와 고정자 치가 중첩되는 지점을 기준으로 생성되기 때문에 공간 고조파의 회전 속도는 회전자 치 개수와 중첩 구간의 개수의 비만큼 속도가 가속 또는 감속되게 된다. 회전자 치 개수가 중첩 구간의 수 보다 많으면 공간 고조파의 회전 속도가 가속되고, 가속되는 만큼 권선에 유도되는 기전력의 크기가 증폭되게 된다[39] – [50].

버니어 전동기가 되기 위해서는 전동기의 회전자 치 개수, 고정자 치 개수에 따라 중첩이 발생하는 구간의 수를 계산하고 이에 맞춰 권선을 설계해야 한다. 이 중첩되는 구간의 수를 버니어 캘리퍼스의 수식을 변형한 수식을 통해 계산할 수 있다. 버니어 캘리퍼스의 수식은 길이에 초점이 맞춰져 있기 때문에 전동기 회전자 극 수, 고정자 극 수와 치 개수에 맞춰 변형시켜야 한다. 우선 회전자의 극 사이 거리와 고정자의 치 사이 거리가 버니어 캘리퍼스에서 주척, 부척 눈금 사이 거리 a 와 b 로 대치된다.

$$a = \frac{1}{n_{r-pp}} \quad or \quad \frac{1}{n_s} \quad (2.5)$$

$$b = \frac{1}{n_s} \quad or \quad \frac{1}{n_{r-pp}} \quad (2.6)$$

n_{r-pp} 은 회전자 치 개수 개수이며, n_s 는 고정자 치 개수를 나타낸다. 수식 (2.5), (2.6)의 분자에 들어가는 값은 수식 정리 과정에서 사라지므로 편의상 1로 표기하였다. 고정자 권선 극 쌍수 n_{w-pp} 는 회전자 치와 고정자 치가 중첩되는 개수이므로 n_{r-pp} 와 n_s 의

최대공약수와 같아야 한다. 주철을 회전자로 하느냐 또는 고정자로 하느냐에 따라 대치되는 값이 달라지게 되지만 n 은 부칙에 해당되는 극 또는 치 개수에 해당하는 값을 최대공약수인 n_{w-pp} 로 나눈 것과 같다.

$$n = \frac{n_s}{n_{w-pp}} \quad or \quad \frac{n_{r-pp}}{n_{w-pp}} \quad (2.7)$$

(2.1)에 (2.5)–(2.7)을 대입하고 정리하면 아래와 같이 정리할 수 있다.

$$n_{r-pp} - n_s = \pm n_{w-pp} \quad (2.8)$$

수식 (2.8)의 오른쪽 \pm 는 수식을 회전자를 주축으로 정의하고 정리했을 때와 고정자를 주축으로 정의하고 정리했을 때 결과를 합친 것이다. 회전자 치를 영구자석 등으로 대체해도 동일한 효과를 얻을 수 있으며[98], 수식 (2.8)에 맞춰 n_{r-pp} 와 n_s 에 따른 n_{w-pp} 를 계산하고, 이에 맞춰 고정자 권선을 설계한다면 버니어 효과 또는 자계변조 효과를 활용하는 버니어 전동기가 되게 된다.

2.2.1 버니어 영구자석 전동기 원리

그림 2.8의 기기들은 자계변조 효과를 원리로 구동하는 영구자석 기기들을 나타낸다.

그림 2.8의 (a), (b), (c)의 전동기들은 동일한 회전자 극과 강자성체 자극편 수 또는 슬롯 수, 그리고 외측 회전자 극 수 또는 고정자 권선 극 수를 가지고 있다. 세 기기 모두 수식 (2.8)을 만족한다. 세 기기는 차이점을 가지고 있는데, 그림 2.8의 (a)는 외측이 회전자로 구성되어 있지만 (b)와 (c)는 고정자로 구성되어 있고, (a)와 (b)는 중간에 강자성체 자극편으로 구성된 구조가 있는 반면에 (c)는 고정자로만

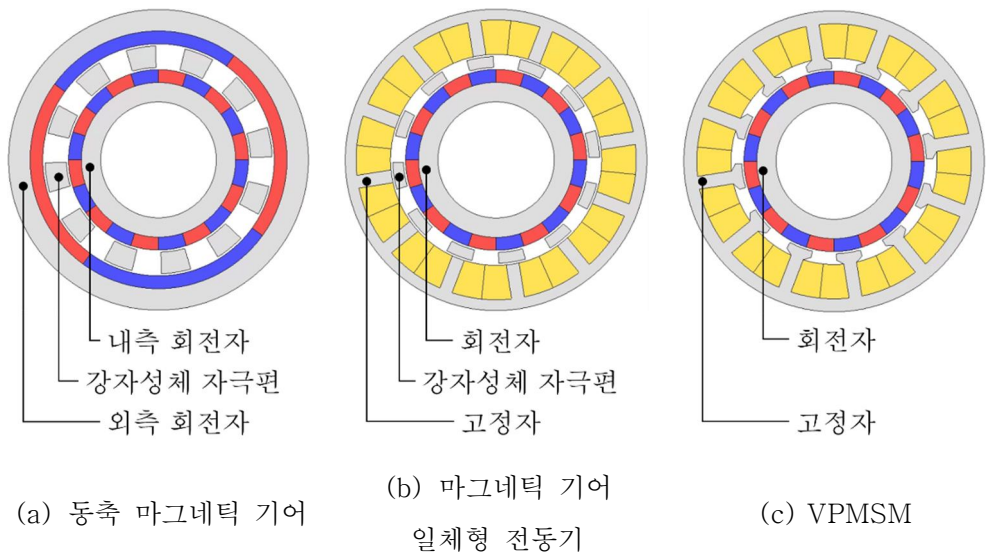


그림 2.8 자계변조 효과를 원리로 하는 전기기기
 Fig 2.7. Electrical machine using magnetic modulation effect as a principle

구성되어 있다.

세 기기가 동일한 원리로 구동되기 때문에 셋 중 하나를 이해하면

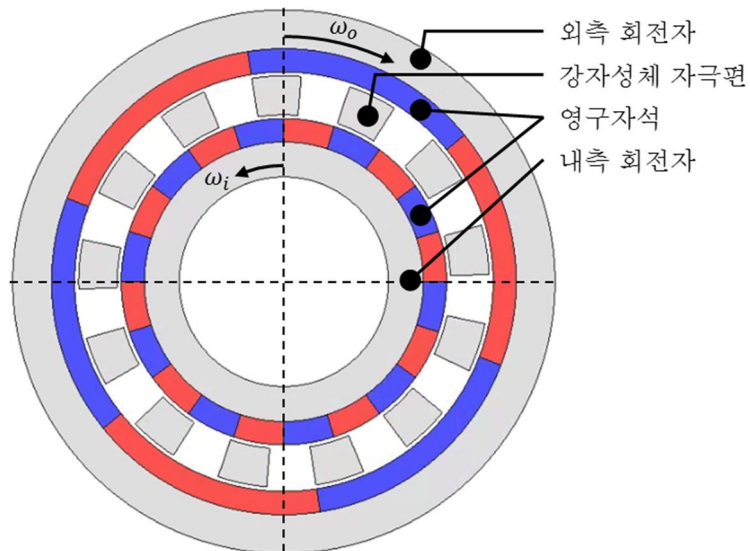
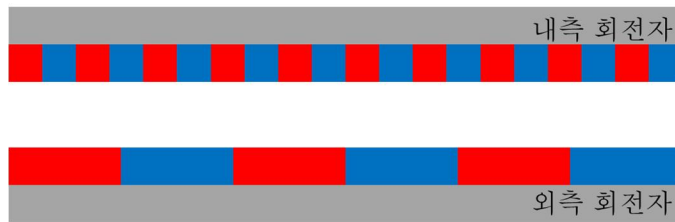


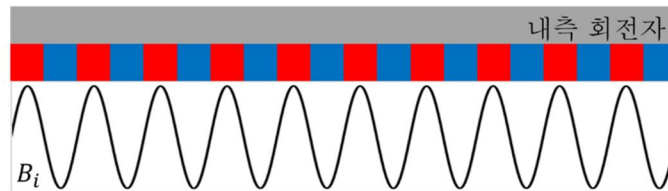
그림 2.7 동축 마그네틱 기어
 Fig 2.8 Coaxial magnetic gear

나머지에 대한 이해를 쉽게 할 수 있다. 그 중 동축 마그네틱 기어는 VPMSM의 회전자 극 수와 고정자 권선 극 수가 다름에도 동기화 되는 이유를 설명하는데 도움이 된다. 그림 2.8의 동축 마그네틱 기어를 보면 내측과 외측 간의 극 수가 서로 다르다. 일반 적으로 내측, 외측의 극 수가 서로 다르면 동기화가 이뤄지지 않아 힘을 받지 못하고 헛돌게 되는 것이 일반적이다.

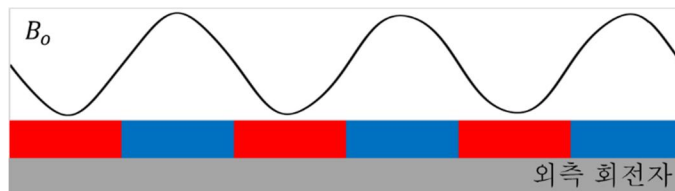
그림 2.9는 회전자 사이에 강자성체 자극편이 없는 동축 마그네틱 기어를 선형적으로 표현한 그림과 각 회전자에 의한 공극 자속밀도를 표현한 그림이다. 이 경우 서로 다른 주기의 공극 자속밀도 때문에 회전자들이 동기화 되지 못하고 힘이 전달되지 않아 헛돌게 된다. 반면에 그림 2.10은 회전자 사이에 강자성체로 구성된 자극편이 배치된



(a) 동축 마그네틱 기어 형상

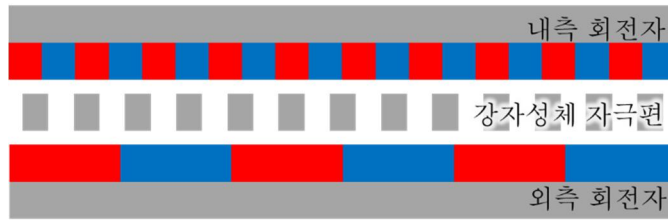


(b) 내측 회전자에 의한 공극 자속 밀도

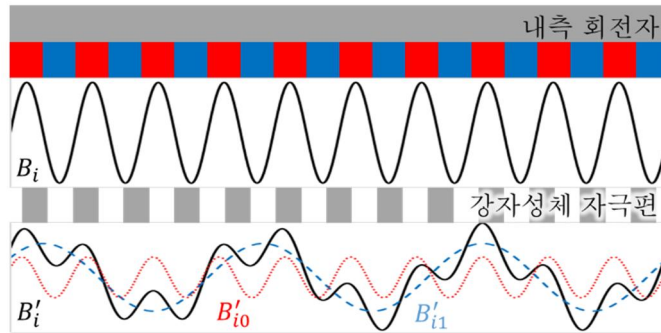


(c) 외측 회전자에 의한 공극 자속 밀도

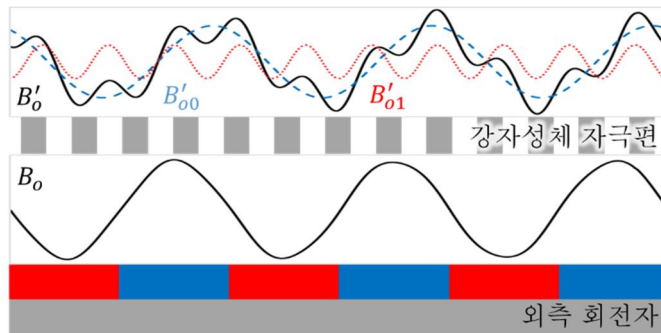
그림 2.9 강자성체 자극편이 없는 동축 마그네틱 기어의 공극 자속 밀도
Fig 2.9. Air-gap magnetic flux density of coaxial magnetic gear without ferromagnetic pole piece



(a) 동축 마그네틱 기어 형상



(b) 내측 회전자에 의한 공극 자속 밀도



(c) 외측 회전자에 의한 공극 자속 밀도

그림 2.10 강자성체 자극편이 있는 동축 마그네틱 기어의 공극 자속 밀도

Fig 2.10 Air-gap magnetic flux density of coaxial magnetic gear with ferromagnetic pole piece

동축 마그네틱 기어의 선형적 형상과 각 회전자에 의한 공극 자속밀도를 나타낸다. 그림 2.9와 그림 2.10의 공극 자속밀도 그래프는 기어 성능에 영향을 미치는 성분들 외에는 제외하고 간략화하여 나타낸 것이다. 회전자 영구자석에 의한 공극 자속밀도 B_i 만 발생하는 그림 2.9 (b)의 경우와 다르게 그림 2.10 (b)의 경우 영구자석에 의한 공극 자속밀도 B_i 는 강자성체 자극편을 거치면서 내측 회전자와 주기가 동일한 기본파

B'_{i0} 와 외측 회전자와 주기가 동일한 공간 고조파 B'_{i1} 가 생성된다. 그림 2.10 (c)에서 볼 수 있듯이 강자성체 자극편이 있는 경우 외측 회전자 영구자석에 의한 공극 자속밀도 B_0 또한 강자성체를 거치면서 내측 회전자와 주기가 동일한 기본파 B'_{o0} 와 외측 회전자와 주기가 동일한 공간 고조파 B'_{o1} 가 생성된다. 영구자석의 자계는 강자성체 자극편에 개수에 따라 변조되므로 그림 2.10과 같이 되기 위해서는 강자성체 자극편의 개수를 조절해 상대 회전자 극 수와 동일한 변조 자계를 생성하도록 만들어야 한다. 이를 위해서는 두 회전자의 극 쌍수와 강자성체 자극편의 개수가 아래 조건을 만족해야 한다.

$$n_{r-i} - n_s = \pm n_{r-o} \quad (2.9)$$

수식 (2.9)는 수식 (2.8)을 동축 마그네틱 기어에 맞춰 변형한 수식이다. n_{r-i} 는 내측 회전자의 극 쌍수, n_{r-o} 는 외측 회전자의 극 쌍수, 그리고 n_s 는 강자성체 자극편의 개수를 나타낸다. 그림 2.10의 동축 마그네틱 기어가 수식 (2.9)을 만족하는 경우 강자성체 자극편에 의해 변조된 자계에 의해 내측 회전자와, 외측 회전자가 동기화 되어 힘을 받을 수 있게 된다.

자계가 변조될 때 공극 자속밀도의 주기뿐만 아니라 회전 속도 또한 변화된다. 회전 속도는 공극 자속밀도의 주기에 반비례하게 변하게 되는데 이에 따라 두 회전자는 서로 다른 속도로, 서로 다른 힘을 받으며 회전하게 되며 두 회전자가 받는 힘의 합은 강자성체 자극편이 받는 힘과 같다.

내측 회전자와 외측 회전자가 받는 토크의 비는 내측 회전자와 외측 회전자의 영구자석 극 수의 비와 동일하며 회전 속도의 비와는 반비례한다.

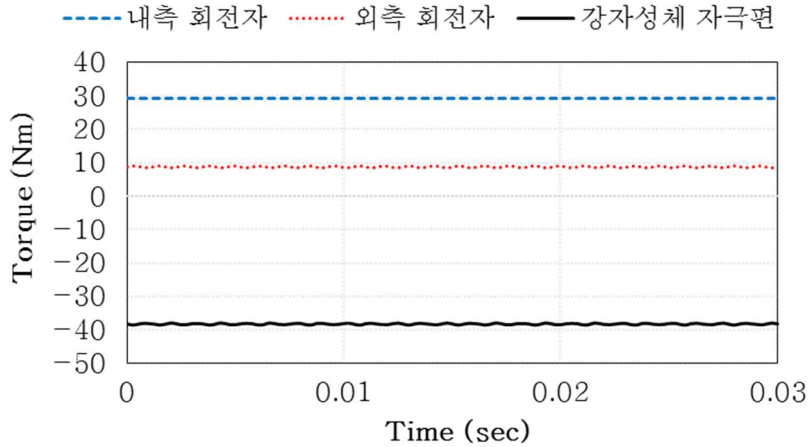


그림 2.11 동축 마그네틱 기어 입력 토크에 따른 출력 토크

Fig 2.11 Output torque according to input torque of coaxial magnetic gear

$$G_{gear} = \frac{n_{r-i}}{n_{r-o}} = \frac{\tau_i}{\tau_o} = \frac{\omega_o}{\omega_i} \quad (2.10)$$

G_{gear} 는 내측 회전자와 외측 회전자의 영구자석 극 수의 비 또는 기어 비를 나타내며, τ_i 와 τ_o 는 각각 내측 회전자와 외측 회전자가 받는 토크 크기, ω_i 와 ω_o 는 각각 내측 회전자와 외측 회전자의 회전 각속도를 나타낸다. 그림 2.11은 내측 회전자가 20극이고 외측 회전자가 6극인 동축 마그네틱 기어가 내측 회전자가 200 r/min 외측 회전자가 666.667 r/min으로 회전할 때 발생하는 토크를 나타낸 것으로 두 회전자가 받는 토크의 크기는 회전 속도에 반비례하는 것을 확인할 수 있다.

동축 마그네틱 기어를 통해 서로 다른 극 수를 내측 회전자와 외측 회전자가 강자성체 자극편에 의해 동기화 되는 것을 확인할 수 있다. 그리고 이를 통해 외측 회전자를 고정자로 대체하고 강자성체 자극편과 고정자 슬롯이 합쳐진 VPMSM 또한 수식 (2.8)를 만족한다면 같은 원리에 의해 서로 다른 극 수로 설계된 회전자와 고정자 권선이 고정자 슬롯에 의해 동기화 될 수 있을 것이라 예측할 수 있다.

VPMSM이 저속에서 높은 토크 성능을 가지는 원리를 파악하는데

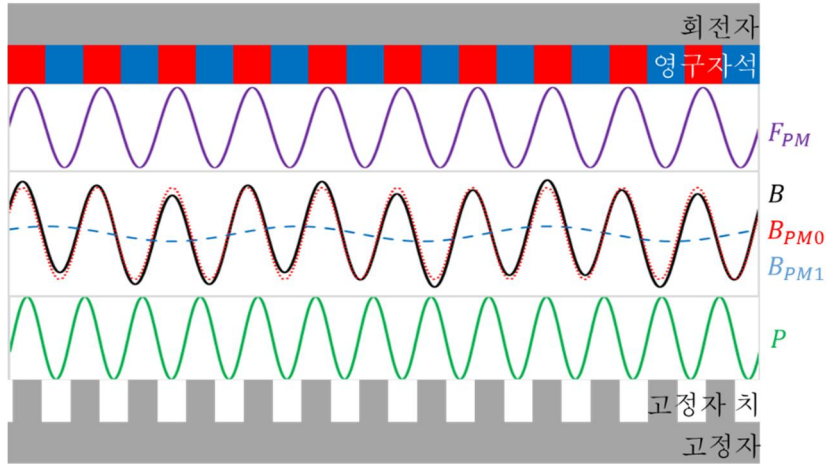


그림 2.12 VPMSM 공극 자속 밀도

Fig 2.12 Air-gap magnetic flux density of VPMSM

공극 퍼미언스법을 통해 분석하는 것이 도움이 된다 [39], [45]–[46], [97]. 공극 퍼미언스법은 영구자석 기자력과 고정자 퍼미언스를 통해 공극에서 자속밀도를 계산하고 이를 통해 전동기의 특성을 분석하는 방법이다. 이 방법의 특성상 자계 포화에 의한 비선형 특성, 철손, 영구자석 와전류 손실 등에 대한 영향이 반영되지 않지만, VPMSM 전동기의 구동 원리를 수식적으로 설명이 가능해 많이 사용되고 있다 [39], [43]–[46], [97].

그림 2.12은 VPMSM의 공극에서 영구자석에 의한 기자력 F_{PM} 과, 고정자 치에 의한 퍼미언스 P , 그리고 이 둘에 의해 생성되는 공극 자속밀도 B 를 나타낸다. 그림 2.12의 공극 자속밀도는 기본파와 크기가 가장 큰 공간 고조파 성분으로만 나타낸 것이다. 이 두 성분에 의한 영향력 분석을 통해 VPMSM의 원리를 이해할 수 있다.

회전자 영구자석의 기자력 F_{PM} 은 그림 2.13와 같이 나타낼 수 있고 이는 다음 수식과 같이 정리할 수 있다 [11], [37], [39], [97].

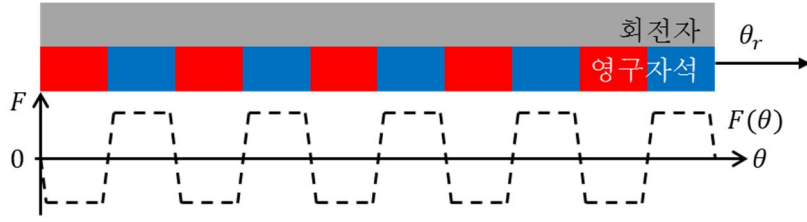


그림 2.13 회전자 영구자석에 의한 기자력

Fig 2.13 Magnetomotive force by rotor permanent magnet

$$F_{PM}(\theta, \theta_r) = \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} F_{PMk} \cos[kn_{r-pp}(\theta - \theta_r)] \quad (2.11)$$

θ 기자력 측정 위치를 나타내며, θ_r 는 회전자 위치를 나타내며 회전자 각속도 ω_r 와 시간 t 를 곱한 값과 같다. 영구자석에 의한 기자력이 구형파에 가깝다면 수식 (2.11)은 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$F_{PM}(\theta, \theta_r) \approx F_{PM1} \{ \cos[n_{r-pp}(\theta - \theta_r)] + \frac{1}{3} \cos[3n_{r-pp}(\theta - \theta_r)] + \frac{1}{5} \cos[5n_{r-pp}(\theta - \theta_r)] + \dots \} \quad (2.12)$$

여기서 기자력의 고조파 성분들은 기본파 보다 크기가 작고 θ_r 에 대한 주기가 다르기 때문에 무시할 수 있다. 그러므로 아래와 같이 정리할 수 있다.

$$F_{PM}(\theta, \theta_r) \approx F_{PM1} \cos[n_{r-pp}(\theta - \theta_r)] \quad (2.13)$$

고정자 슬롯에 의한 퍼미언스의 경우 그림 2.14의 형태로 나타나며 퍼미언스 P 는 다음 수식과 같이 나타낼 수 있다.

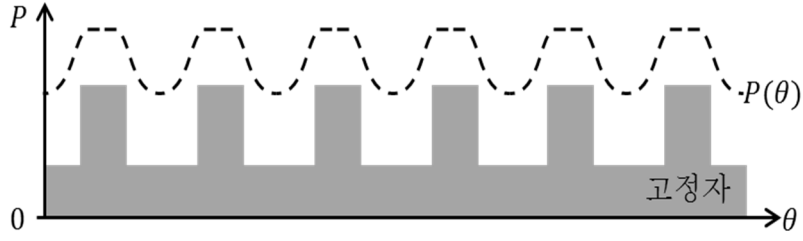


그림 2.14 고정자 형상에 의한 퍼미언스
Fig 2.14 Permeance by stator shape

$$P(\theta) = P_0 - \sum_{j=1}^{\infty} P_j \cos(jn_s\theta) \quad (2.14)$$

고정자 퍼미언스는 슬롯 폭이 작은 경우 P_0 를 제외한 성분은 무시할 수 있을 정도로 작고, 그림 2.14에서 볼 수 있듯이 슬롯 폭이 커져도 퍼미언스의 대부분을 차지하는 성분은 P_0 과 P_1 이다. 두 성분들을 제외한 성분들은 크기가 매우 작아 전동기 성능에 미치는 영향이 작다 [11], [37], [39], [97]. 그러므로 퍼미언스 또한 아래와 같이 정리할 수 있다.

$$P(\theta) \approx P_0 - P_1 \cos(n_s\theta) \quad (2.15)$$

전동기의 공극 자속밀도는 기자력과 퍼미언스의 곱으로 나타낼 수 있으므로 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} B(\theta, \theta_r) &= F_{PM}(\theta, \theta_r) \times P(\theta) \\ &\approx B_{PM0} \cos[n_{r-pp}(\theta - \theta_r)] \\ &\quad - \end{aligned} \quad (2.16)$$

$$B_{PM1} \left\{ \begin{array}{l} \cos[(n_{r-pp} - n_s)\theta - n_{r-pp}\theta_r] \\ + \cos[(n_{r-pp} + n_s)\theta - n_{r-pp}\theta_r] \end{array} \right\}$$

$$B_{PM0} = F_{PM1}P_0 \quad (2.17)$$

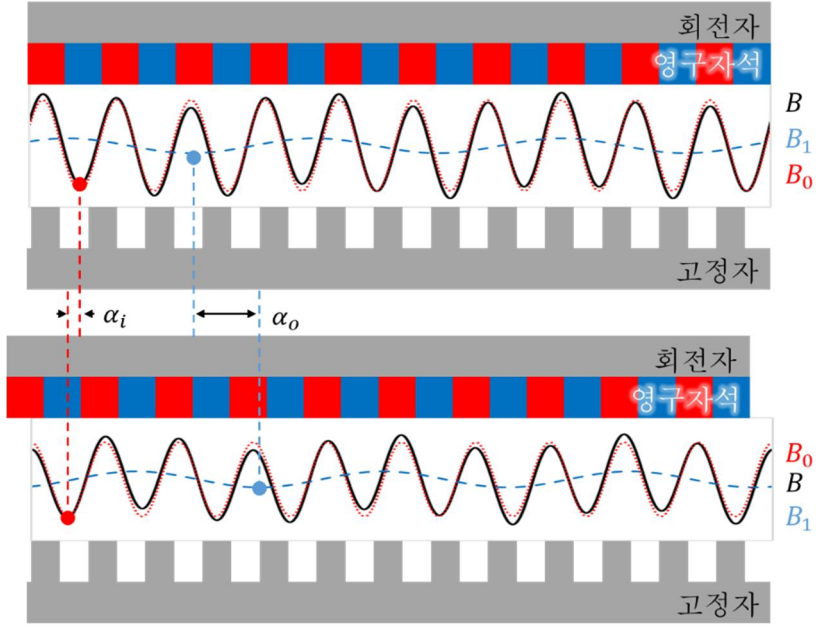


그림 2.15 회전자 회전에 따른 VPMSM 공극 자속밀도 변화
Fig 2.15 VPMSM air-gap flux density change with the rotation of the rotor

$$B_{PM1} = F_{PM1}P_1/2 \quad (2.18)$$

$$B_0 = B_{PM0} \cos[n_{r-pp}(\theta - \theta_r)] \quad (2.19)$$

$$B_1 = -B_{PM1} \cos[(n_{r-pp} - n_s)\theta - n_{r-pp}\theta_r] \quad (2.20)$$

$$G_m = n_{r-pp}/(n_{r-pp} - n_s) = n_{r-pp}/n_{w-pp} \quad (2.21)$$

수식 (2.19)의 B_0 는 영구자석의 기자력과 일치하는 성분이고, 수식 (2.20) B_1 은 공극 자속밀도에서 가장 큰 공간 고조파 성분이며, 수식 (2.21) G_m 는 전동기의 회전자 극 수와 고정자 권선 극 수의 비를 나타낸다. 수식에서 볼 수 있듯이 B_1 와 B_0 는 서로 반대 방향으로 이동하며, B_1 는 B_0 보다 회전자 극 수와 고정자 권선 극 수의 비 G_m 만큼 빠르게 회전한다. 그림 2.14는 VPMSM의 회전자가 α_i 만큼 회전하는 동안 공극 자속밀도의 변화를 보여준다. 그림에서 B_1 는 B_0 의 반대

방향으로 α_o 만큼 이동하는데 이 거리의 비는 G_m 에 반비례한다.

공간 고조파 B_1 의 공극에서 주기 $n_{r-pp} - n_s$ 와 회전속도 n_{r-pp} 는 G_m 배만큼 차이가 난다. 그림 2.16의 두 전동기는 고정자 극 쌍수 n_{w-pp} 는 동일하지만 회전자 극수가 다른 전동기이다. 그림 2.16 (a) 같이 회전자 극 수와 고정자 권선 극 수가 같은 전동기는 전기각 한 주기가 바뀌기 위해서는 회전자 θ_{T1} 만큼 회전해야 한다. 반면에 그림 2.16 (b)의 VPMSM 전동기는 동일한 고정자 권선 극 수를 가지지만 전동기의 전기각 한 주기가 바뀌기 위해서 회전자가 이동해야 하는 거리 θ_{T2} 가 θ_{T1} 보다 n_{w-pp}/n_{r-pp} 배만큼 짧다. 이는 그림 2.16 (b)의 주기가 $n_{r-pp} - n_s$ 인 공간 고조파가 그림 2.16 (a)의 기자력에 의한 기본파보다 $G_m = n_{r-pp}/n_{w-pp}$ 배 빠르게 주기가 변한다는 것을 나타낸다.

이를 통해 B_1 에 의해 유도되는 역기전력은 속도 차이로 인해 G_m 만큼 커지게 된다. B_1 은 공극에서 B_0 보다 속도가 빠르지만 B_0 보다 주기가

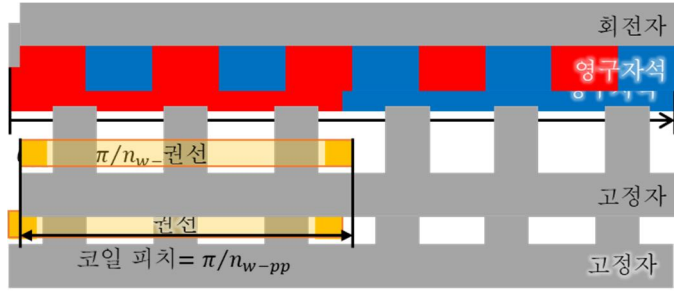
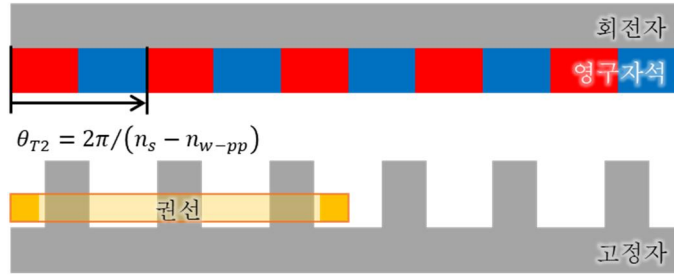


그림 2.17 고정자 코일 피치
(a) $n_r - p \neq n_w - p$ 인 일반 영구자석 전동기



(b) $n_r - p - n_s = \pm n_w - p$ 인 VPMSM

그림 2.16 전기각 한 주기까지 회전자 이동거리

Fig 2.16 Rotor travel distance up to one cycle of electric angle

길기 때문에 정지해 있는 고정자 권선에서 봤을 때 동일한 주기를 가지고 변화하는 자속밀도로 보이게 된다. 실제 수식 (2.16)에서 임의의 위치 θ 에 대해 두 성분은 동일한 θ_r 에 따라 움직인다. 이는 고정자에서 봤을 때에는 방향은 다르지만 같은 주기를 가지는 성분으로 보이게 됨을 나타낸다.

이는 실제 고정자에 쇠교하는 자속을 계산함으로 검증할 수 있다. VPMSM의 고정자 권선은 고정자 권선 극 수를 기준으로 설계하고 고정자 권선 극 수는 수식 (2.8)을 통해 계산할 수 있다. 이러한 경우 VPMSM의 권선은 그림 2.17과 같이 권선의 코일 피치가 $\theta_c = \pi/n_{w-pp}$ 가 되게 된다. 이는 공간 고조파 B_1 을 기준으로 권선계수가 가장 높도록 설계한다는 것과 동일하다.

고정자 권선에 쇠교하는 자속은 아래와 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned}
\lambda_{p_h}(\theta_r) &= \frac{r_g N_{p_h} l_{st}}{q} \sum_{i=0}^{q-1} \int_{\theta_{p_h} + i\alpha_T}^{\theta_{p_h} + i\alpha_T + \theta_c} B(\theta, \theta_r) d\theta \\
&= \frac{r_g N_{p_h} l_{st}}{q} \sum_{i=0}^{q-1} \int_{\theta_{p_h} + i\alpha_T}^{\theta_{p_h} + i\alpha_T + \theta_c} \begin{bmatrix} B_{PM0} \cos[n_{r-pp}(\theta - \theta_r)] \\ -B_{PM1} \cos[(n_{r-pp} + n_s)\theta - n_{r-pp}\theta_r] \\ -B_{PM1} \cos[(n_{r-pp} - n_s)\theta - n_{r-pp}\theta_r] \end{bmatrix} d\theta \\
&= \frac{r_g N_{p_h} l_{st}}{q} \sum_{i=0}^{q-1} \begin{bmatrix} \frac{B_{PM0}}{n_{r-pp}} \sin[n_{r-pp}(\theta - \theta_r)] \\ -\frac{B_{PM1}}{n_{r-pp} + n_s} \sin[(n_{r-pp} + n_s)\theta - n_{r-pp}\theta_r] \\ -\frac{B_{PM1}}{n_{r-pp} - n_s} \sin[(n_{r-pp} - n_s)\theta - n_{r-pp}\theta_r] \end{bmatrix} \bigg|_{\theta_{p_h} + i\alpha_T}^{\theta_{p_h} + i\alpha_T + \theta_c}
\end{aligned} \tag{2.22}$$

r_g 공극까지 반경 길이, N_{p_h} 는 권선 턴 수, l_{st} 는 적층 길이, q 는 매극
매상 슬롯 수, $\alpha_T = 2\pi/n_s$ 는 슬롯 피치, θ_{p_h} 는 각 상의 위치를 나타내는
값으로 $0, 2\pi/3$ 또는 $4\pi/3$ 으로 가정하며, n_{p_h} 는 권선의 상 개수이다.
일반 영구자석 전동기의 경우, B_{PM1} 은 전동기 토크 리플에 영향을
미치므로 최대한 무시할 수 있을 정도로 작게 설계한다. 일반 영구자석
전동기에서 $n_{w-pp} = n_{r-pp}$ 이므로 일반 영구자석 전동기의 권선에
쇄교하는 자속은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
\lambda_{p_h}(\theta_r) &\approx \frac{r_g N_{p_h} l_{st} B_{PM0}}{q} \sum_{i=0}^{q-1} \left\{ \begin{aligned} &\sin[n_{r-pp}(\theta_{p_h} + i\alpha_T + \theta_c - \theta_r)] \\ &- \sin[n_{r-pp}(\theta_{p_h} + i\alpha_T - \theta_r)] \end{aligned} \right\} \\
&= \frac{2r_g N_{p_h} l_{st} B_{PM0}}{q} \sum_{i=0}^{q-1} \cos\left[n_{r-pp}\left(\theta_{p_h} + i\alpha_T + \frac{\theta_c}{2} - \theta_r\right)\right] \sin\left(\frac{n_{r-pp}\theta_c}{2}\right) \\
&= \frac{d_g N_{p_h} l_{st} B_{PM0}}{q} \sum_{i=0}^{q-1} \sin\left[n_{r-pp}\left(\theta_r - \theta_{p_h}\right) - i\frac{\pi}{3q}\right]
\end{aligned} \tag{2.23}$$

수식 (2.23)에서 $i\pi/3q$ 는 슬롯 위치에 따른 위상차를 나타낸 값으로
이는 권선계수로 변환해 나타낼 수 있다. 그러므로 권선 쇄교자속과

역기전력을 아래와 같이 정리할 수 있다.

$$\lambda_{p_h}(\theta_r) \approx \frac{k_w d_g N_{p_h} l_{st} B_{PM0}}{n_{r-pp}} \sin \left[n_{r-pp} (\theta_r - \theta_{p_h}) \right] \quad (2.24)$$

$$\varepsilon_{p_h}(t) = \frac{d}{dt} \lambda_{p_h}(\theta_r) \approx k_w d_g N_{p_h} l_{st} \omega_r B_{PM0} \cos \left[n_{r-pp} (\omega_r t - \theta_{p_h}) \right] \quad (2.25)$$

수식에서 k_w 는 권선계수, d_g 는 공극까지 직경을 의미한다.

반면에 VPMSM에서는 고정자 슬롯 폭을 크게 해 B_{PM1} 의 크기를 크게 한다. 그리고 고정자 권선 극 쌍수 n_{w-pp} 는 수식 (2.8) 을 만족해야 한다. 수식 (2.22)에서 가로 안에 둘째 줄은 앞에 곱해진 $B_{PM1}/n_{r-pp} + n_s$ 에서 $n_{r-pp} + n_s$ 가 n_{r-pp} 보다 큰 값이므로 $B_{PM1}/n_{r-pp} + n_s$ 의 크기가 작아져 무시할 수 있게 된다. 그러므로 첫번째 줄과 세번째 줄을 고려해서 쇠교자속 수식을 정리하면 다음과 같다.

$$\lambda_{p_h}(\theta_r) \approx \frac{r_g N_{p_h} l_{st}}{q} \sum_{i=0}^{q-1} \left[\frac{B_{PM0}}{n_{r-pp}} \sin[n_{r-pp}(\theta - \theta_r)] - \frac{B_{PM1}}{n_{r-pp} - n_s} \sin[(n_{r-pp} - n_s)\theta - n_{r-pp}\theta_r] \right] \Bigg|_{\theta_{p_h} + i\alpha_T}^{\theta_{p_h} + i\alpha_T + \theta_c} \quad (2.26)$$

여기서 $n_s = 2n_{p_h} n_{w-pp} q$ 이고, $6n_{w-pp} q \theta_{p_h} = 2\pi\gamma$ ($\gamma = 1, 2, 3 \dots$ 정수)

이므로 수식을 아래와 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} \lambda_{p_h}(\theta_r) &\approx \frac{d_g N_{p_h} l_{st}}{q} \sum_{i=0}^{q-1} \left\{ \frac{B_{PM0}}{n_{r-pp}} \sin \left[n_{r-pp} \theta_r - n_{w-pp} \theta_{p_h} - i \frac{\pi}{3q} \right] - \frac{B_{PM1}}{n_{r-pp} - n_s} \sin \left[n_{r-pp} \theta_r - n_{w-pp} \theta_{p_h} - i \frac{\pi}{3q} \right] \right\} \\ &= d_g N_{p_h} l_{st} \left(\frac{B_{PM0}}{n_{r-pp}} k_{w0} \mp \frac{B_{PM1}}{n_{w-pp}} k_{w1} \right) \sin \left(n_{r-pp} \theta_r \right. \\ &\quad \left. \mp n_{w-pp} \theta_{p_h} \right) \end{aligned} \quad (2.27)$$

k_{w0} 는 기본파의 권선 계수이고, k_{w1} 는 공간 고조파의 권선계수이다. 수식을 통해 일반 영구자석 전동기에서는 역기전력 고조파, 토크 리플을 야기했던 자계변조 성분 중 일부가 VPMSM의 고정자에서 기본파와 동일한 주파수를 가지는 성분으로 변환되는 것을 확인할 수 있다. $n_{r-pp} - n_s = \pm n_{w-pp}$ 이므로 수식 (2.27)에 두 기호가 생기게 된다. 정리한 수식을 통해 역기전력을 아래와 같이 유도할 수 있다.

$$\varepsilon_{p_h}(t) \approx d_g N_{p_h} l_{st} \omega_r \left(B_{PM0} k_{w0} \mp \frac{n_{r-pp}}{n_{w-pp}} B_{PM1} k_{w1} \right) \cos(n_{r-pp} \omega_r t \mp n_{w-pp} \theta_{p_h}) \quad (2.28)$$

VPMSM은 자계변조 효과를 키우고, 기어 비 G_m 가 1보다 크도록 설계한다. 수식 (2.27)–(2.28)을 통해 볼 수 있듯이 자계변조 성분 B_1 은 고정자에서 회전자 기본파 성분 B_0 와 동일한 주파수를 가지게 되고, B_1 은 기어 비 G_m 만큼 빨리 회전하기 때문에 권선에 유도되는 역기전력은 더 커지게 된다.

릴럭턴스 성분에 의해 최대 성능 구간이 변하는 매입형 영구자석 동기 전동기(Interior permanent magnet synchronous motor : IPMSM)와 다르게 VPMSM의 자계변조 성분은 기본파와 동기화 되기 때문에 일반 SPMSM와 동일한 제어 방식을 사용할 수 있다. 따라서 무부하 역기전력과 동 위상의 정현파 전류를 인가하는 조건에서 출력 토크를 정의할 수 있다.

$$\tau = \frac{\varepsilon_{p_h} I_{max}}{\omega_r} \quad (2.29)$$

$$\approx D_g N_{p_h} l_{st} I_{max} \left(B_{PM0} k_{w0} \mp \frac{n_{r-pp}}{n_{w-pp}} B_{PM1} k_{w1} \right) \cos(n_{r-pp} \omega_r t \mp n_{w-pp} \theta_{p_h})$$

I_{max} 는 상전류 최대값을 의미한다. 수식 (2.29)의 가로 안의 자계변조 현상에 의해 생기는 성분에 의해 기존 전동기보다 높은 토크 특성을 가진다.

제 3 장 버니어 영구자석 전동기 설계 고려 사항

자계변조 효과를 통해 토크 성능을 높이는 VPMSM은 일반 전동기와 설계 방식에 차이가 발생하게 된다. 자계변조 효과를 통해 기전력이 증폭되기 위해서는 회전자 극 수가 고정자 권선 극 수보다 많게 설계해야 하고, 고정자 슬롯 폭을 넓혀야 하기 때문에 VPMSM의 권선 방식과 극 슬롯 조합에 따른 특성, 그리고 손실 특성이 기존 전동기들과 다르다. 본 장에서는 VPMSM를 설계하는 과정에서 중요하게 고려해야 하는 요소들에 대해 기술하고 이로 인해 나타나는 전동기 특성에 대해 분석하며 VPMSM의 설계 가이드 라인을 제안한다.

3.1 버니어 영구자석 전동기 종류 및 특성

최근 몇 년 동안 다양한 형태의 VPMSM가 제안되었고 그 특성에 대한 연구가 진행되고 있다[40] – [46]. 각 형태마다 특성에 차이가 있다. 본 절에서는 대표적인 VPMSM들을 소개하고 각 전동기의 특성을 분석하도록 하겠다.

3.1.1 기본형 버니어 영구자석 전동기

그림 3.1은 전형적인 3 상 기본형 VPMSM의 단면도를 보여준다. 단면도만 봤을 때에는 고정자 슬롯 폭이 크다는 점을 제외하고 일반 영구자석 전동기와 형상적으로 큰 차이가 없다. 그러나 토크 성능을 높이기 위해서는 회전자 영구자석 극 수와 고정자 권선 극 수의 비가 커야 하고 이를 만족하기 위해서는 슬롯 수가 적어져야 한다. 권선은 고정자 권선 극 수에 설계되어야 하고 적은 슬롯 수 때문에 코일 면적은 넓어진다. 따라서 기어 비를 높게 할수록 권선을 분포권으로 설계해야 하고 코일 면적이 넓어 권선 엔드 와인딩(end winding)이 커지는

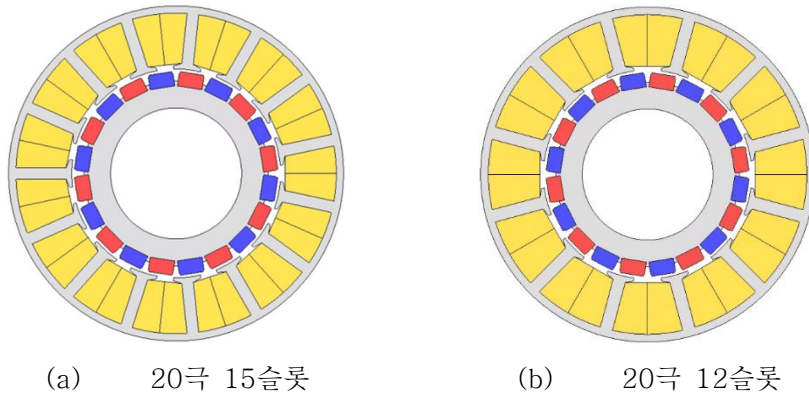


그림 3.1 기본형 VPMSM
Fig 3.1 Basic VPMSM

문제점이 발생하게 된다.

그림 3.1 (a)의 20극 15슬롯 VPMSM의 경우 10극 15슬롯으로 권선을 설계하면 되기 때문에 권선을 집중권으로 설계가 가능하다. 그림 3.1 (b)에 있는 20극 12슬롯의 경우 회전자 영구자석에 맞춰 권선을 설계할 경우 코일 피치가 1인 집중권이 된다. 반면에 VPMSM로 설계하게 되면 권선을 4극 기준으로 설계하게 되므로 그림 3.2에 나와 있는 것처럼 코일 피치를 1에서 3까지 설계 가능하며, 코일 피치가 3일 경우에 토크 성능이 가장 좋다.

그러나 20극 12슬롯은 기어비가 5인 것에 비해 20극 15슬롯은 기어비가 2이다. VPMSM은 공간 고조파의 영향을 받는데 공간 고조파

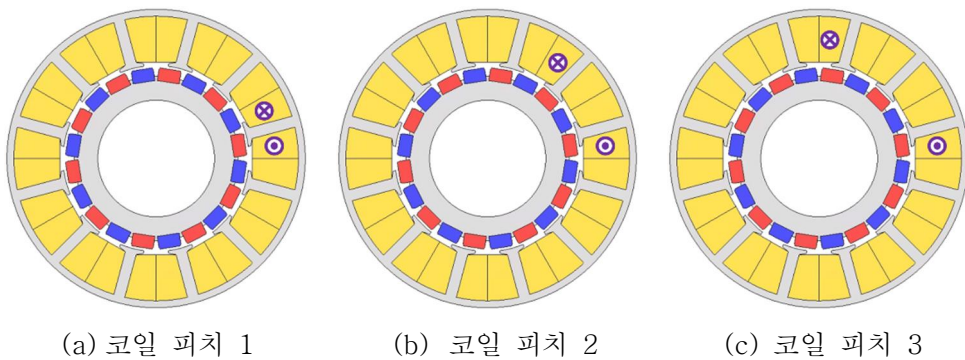
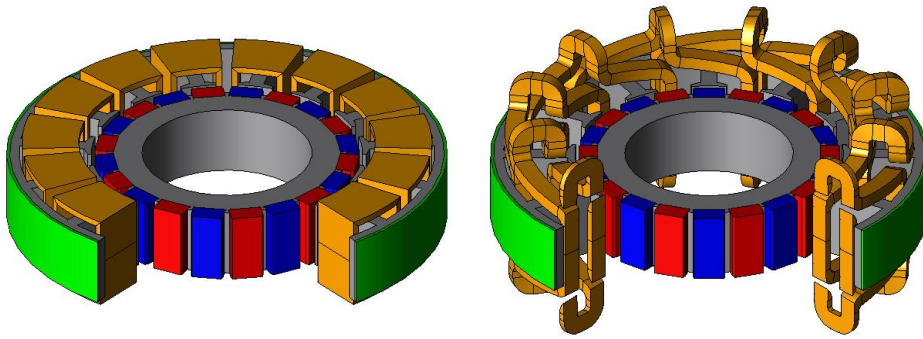


그림 3.2 다양한 코일 피치의 20극 12슬롯 VPMSM
Fig 3.2. 20 pole 12 slot VPMSM with various coil pitches



(a) 20극 15슬롯

(b) 20극 12슬롯

그림 3.3 기본형 VPMSM의 3차원 형상

Fig 3.3. 3-D configuration of basic VPMSM

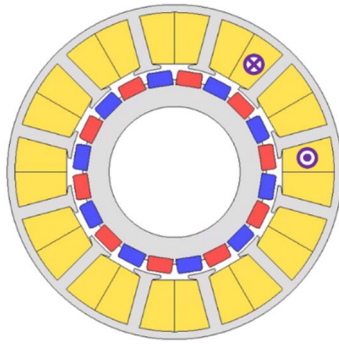
기준으로 권선을 설계 시 가장 높은 토크 성능을 얻을 수 있다. 때문에 코일 피치가 1인 20극 12슬롯은 성능이 저조하지만 2~3인 경우 20극 15슬롯 보다 토크 성능이 높다.

기본형 VPMSM는 코일 피치가 2 이상인 경우 권선에 의해 전동기의 크기가 커지는 문제를 가지고 있다. 기어 비가 높은 VPMSM은 그림 3.3 (b)처럼 권선 엔드 와인딩이 높게 올라오게 되고 이는 전동기의 전체 크기를 크게 만든다.

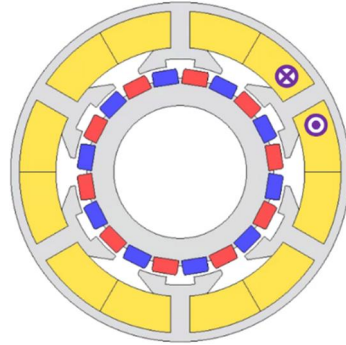
3.1.2 자계변조 극 버니어 영구자석 전동기

VPMSM의 토크 성능을 높이기 위해서는 높은 기어비가 중요하다. 그러나 높은 기어비를 위해서는 치 개수가 적어질 수밖에 없고, 고정자 권선을 분포권으로 감아야 하는 문제가 발생하게 된다. 이에 대한 해결책으로 제안된 것이 그림 3.4 (b)의 자계변조 극(Flux modulation pole : FMP)을 사용하는 VPMSM이다 [41], [42], [47]–[49], [99], [100]. 그림을 보았을 때에는 고정자 치에 큰 노치가 파인 형태의 전동기로 보이기도 한다.

FMP에 의해 자계변조 현상이 일어나므로 수식 (2.8)로 고정자 권선 극 수를 계산할 때 실제 고정자 치 개수 대신 FMP 개수를 넣어 계산한다.



(a) 20극 12슬롯 VPMSM



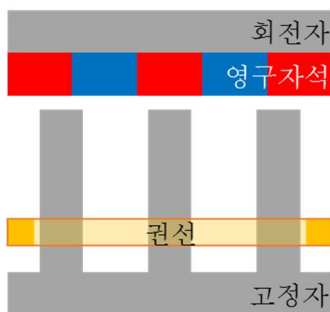
(b) 20극 12변조극 6슬롯 VPMSM

그림 3.5 기본형 VPMSM와 FMP VPMSM

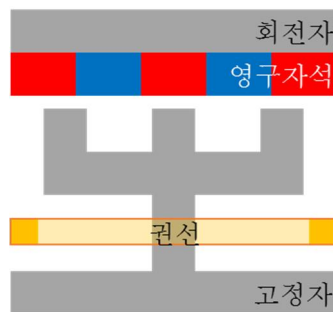
Fig 3.4. Basic VPMSM and FMP VPMSM

그림 3.4 (a)와 (b)는 동일한 기어 비를 가지는 20극 VPMSM이다. (a)은 기본형 VPMSM으로 토크 성능을 높이기 위해서는 코일 피치가 2 이상이 되어야 하지만, (b)의 경우 집중권으로 권선을 설계할 수 있다. 그림 3.4에서와 같이 FMP VPMSM는 기본형 VPMSM의 치를 집중권이 가능한 형태로 묶는 것과 같다. 집중권으로 권선 설계가 가능하기 때문에 전동기의 전체 크기를 줄일 수 있고, 권선 총 길이를 효과적으로 줄일 수 있다는 장점이 있다.

그러나 FMP VPMSM 또한 문제점을 가지고 있다. 그림 3.6는 무부하 시 FMP VPMSM의 자속밀도 분포와 자속선을 나타낸 것이다. 빨간색 화살표로 표시된 부분은 자속 중 고정자 권선으로 쇄교하지 않고



(a) 기본형 VPMSM



(b) FMP VPMSM

그림 3.4 VPMSM 권선도

Fig 3.5. VPMSM Winding Diagram

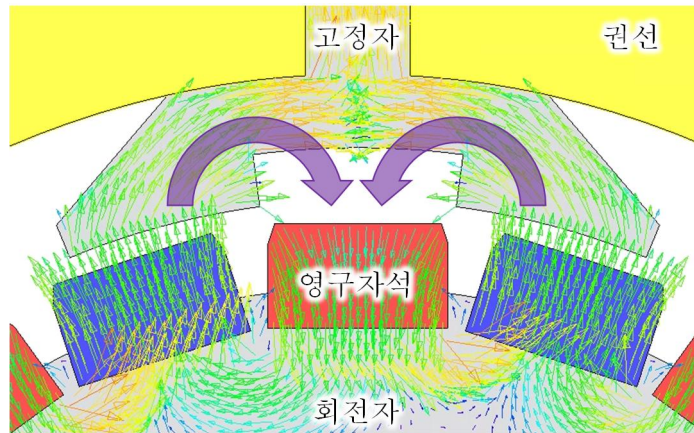


그림 3.6 FMP VPMSM의 무 부하 자속밀도 벡터도

Fig 3.6. Vector plot of no-load magnetic flux density of FMP VPMSM

회전자로 누설되는 성분을 나타낸 것이다

FMP VPMSM의 성능을 높이기 위해서는 충분한 노치 깊이가 확보되어야 하는데 노치 깊이가 증가할수록 노치 영역만큼 권선을 감을 수 있는 영역이 줄어들고 권선이 감는 폭이 넓어져 저항이 커지게 된다 [51]. 그리고 치 개수가 줄어드는 만큼 치간 간격이 늘어나 집중권으로 설계하더라도 일반 전동기 보다는 높은 엔드 와인딩을 가지게 된다. 그러므로 FMP VPMSM의 장점을 살리기 위해서는 외전형으로 전동기를 설계하는 것이 유리하다 [47].

3.1.3 이중 구조 버니어 영구자석 전동기

내전형 다극 영구자석 전동기는 회전자 자속 경로가 짧기 때문에 회전자 내측에 빈 공간이 발생하게 된다. 이 공간을 효과적으로 활용하기 위해 제안된 전동기가 그림 3.7의 이중 구조 VPMSM이다. 이 전동기는 외부 고정자, 중간 회전자, 그리고 내부 고정자의 세 부분으로 구성된다[50], [101], [102]. 높은 기어 비를 가지는 VPMSM는 코일 피치가 2 이상이어야 하는 문제점이 있다. 이에 대한 해결책으로 그림 3.8과 같은 드럼 권선을 사용할 수 있는데 이는 권선을 고정자 치에 감는 것이 아니라 고정자 요크에 감는 권선법이다.

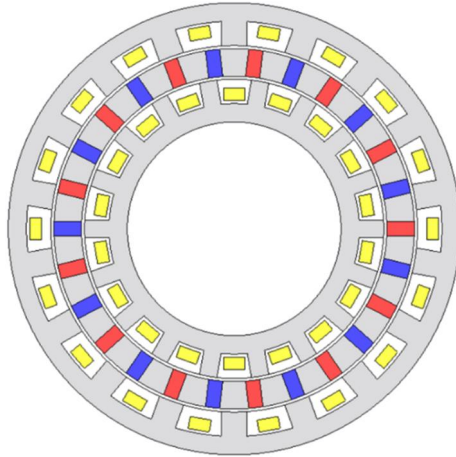


그림 3.7 이중 구조 VPMSM
Fig 3.7. Double-structure VPMSM

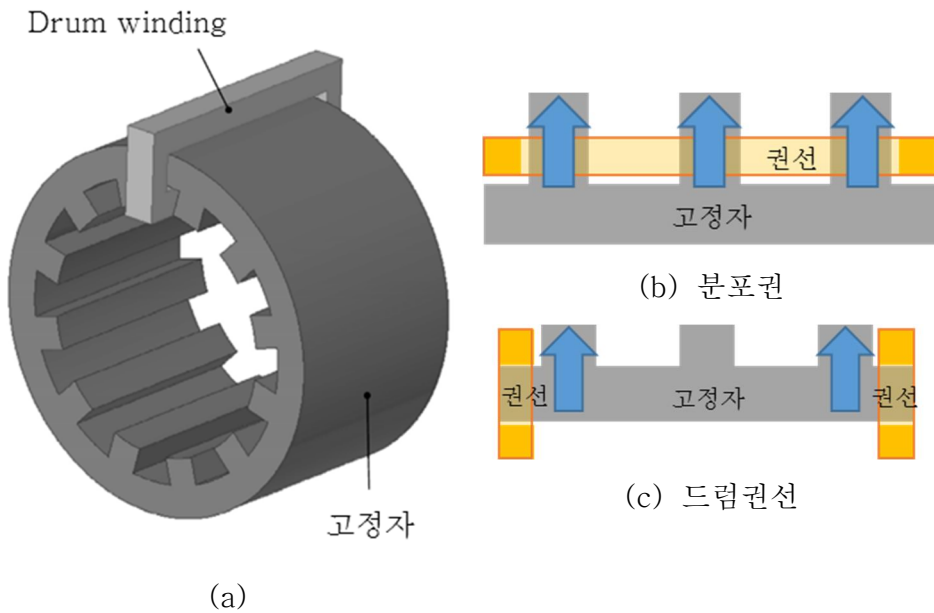


그림 3.8 드럼 권선
Fig 3.8 Drum winding

그림 3.8의 (c)는 (b)의 분포권을 드럼 권선으로 변환한 것이다. 두 권선에 전류를 인가할 경우 분포권은 권선이 감겨 있는 치 모두 영향을 받지만 드럼 권선의 경우 권선이 감겨 요크에 감겨 있어 권선에 인접한 치에 영향을 미치게 된다. 그러므로 드럼 권선은 분포권보다 성능이 낮고 권선이 고정자 요크 일부 구간에 감겨 전동기 열 배출 능력을



그림 3.9 내측, 외측 고정자 배치에 따른 이중 구조 VPMSM 자속선도
Fig 3.9. Double structure VPMSM Flux Flow due to Inner and Outer Stator Placement

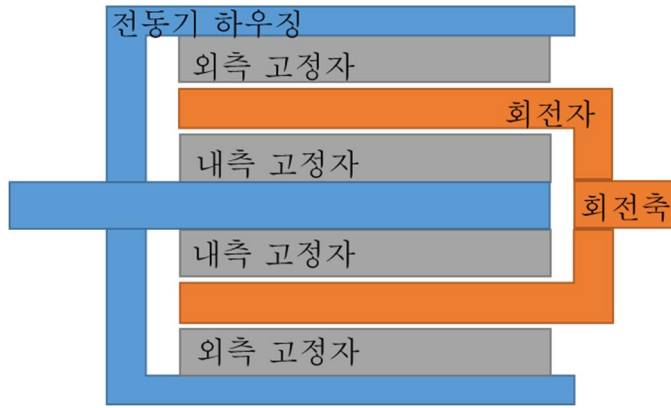


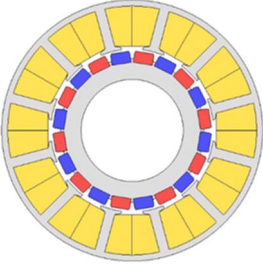
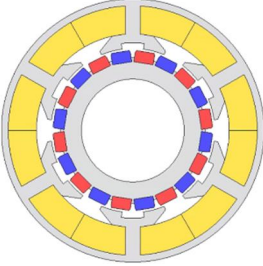
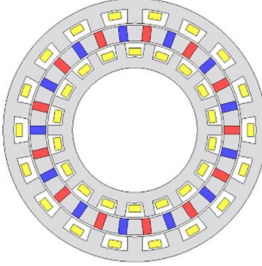
그림 3.10 이중 구조 VPMSM 단면도
Fig 3.0. Cross section of Double structure VPMSM

약화시키는 단점이 있다. 다만 이중 구조 VPMSM에서는 이중 구조에 의한 토크 개선이 드림 권선에 의한 성능 저하보다 월등하기 때문에 많이 사용된다.

이중 구조 VPMSM은 Spoke-type 영구자석 회전자로 많이 연구되고 있다. 이는 Spoke-type 영구자석 회전자 토크 성능이 더 높을 뿐만 아니라 이중 구조에 강점을 가지기 때문이다. 내측 고정자와 외측 고정자 치를 그림 3.9 (b)와 같이 엇갈리게 하는 경우 회전자 누설 자속을 저감해 전동기 성능을 높이는데 효과적이다 [50].

그러나 이중 구조 VPMSM는 공극이 두 개인 전동기이다. 이로 인해 회전자가 그림 3.10에 나와 있듯이 컵 모양으로 제작되어야 해서

표 3.1 VPMSM 종류에 따른 장/단점
Table 3.1. Pros/cons according to types of VPMSM

	기본형 VPMSM	FMP VPMSM	이중 구조 VPMSM
형 상			
장 점	- 단순한 구조	- 높은 기어 비, 집중권 가능	- 공간 활용성 - 높은 토크 성능
단 점	- 높은 기어 비, 분포권 필수 - 공간 활용성	- 노치로 인한 누설 - 내전형에 불리함	- 복잡한 구조 - 낮은 강건성

구조가 복잡하고 내부의 충돌을 방지하기 위해 추가적인 베어링이 사용되어야 한다.

표 3.1은 VPMSM 종류에 따른 장점과 단점을 정리한 표이다. VPMSM은 전체적으로 넓은 슬롯 폭을 가지기 때문에 통코어로 제작해도 권선을 높은 점적율로 제작 가능하다.

VPMSM의 극, 슬롯 조합에 따른 특성 및 손실 특성은 각 종류 간에 차이가 있지만 기어 비에 따라 동일한 경향성을 보인다. 그리고 본 논문에서 설계하는 로봇 관절용 전동기의 경우 작은 크기에 단순한 구조, 높은 강건성을 요구한다. 이에 더해 충분한 축 크기가 확보되어야 하기 때문에 외전형에 적합한 FMP VPMSM과 내측 공간 사용으로 인해 축 크기 확보가 어려운 이중 구조 VPMSM은 배제하였다.

3.2 극, 슬롯 조합에 따른 버니어 영구자석 전동기 특성

3.2.1 버니어 영구자석 전동기 극 슬롯 조합

VPMSM 종류가 결정되었다면 다음으로 결정해야 되는 요소는 극, 슬롯 조합이다. 일반 영구자석 전동기와 다르게 VPMSM는 회전자 극 수가 아닌 고정자 권선 극 수를 기반으로 전동기를 설계하게 된다. 고정자 권선 극 수는 앞서 언급한 수식 (2.8)을 통해 계산할 수 있다.

$$n_{r-pp} - n_s = \pm n_{w-pp} \quad (2.8)$$

표 3.2는 수식 (2.8)을 통해 극 슬롯 조합에 따른 고정자 극 수를 계산한 것이다. VPMSM의 고 토크 특성을 살리기 위해서는 고정자 극 수가 회전자 극 수보다 많아야 하므로 이를 1차적으로 제외하였고, 다음으로 권선 극 수와 슬롯 조합 중 3상 이층 권선으로 설계 불가능한 조합을 제외하였다.

표 3.2에 빨간색, 가로줄이 그어진 조합들은 회전자 극 쌍수가 슬롯 수 보다 많은 조합이다. 이러한 조합들의 경우 회전자 극 수와 슬롯 수 간의 차이가 너무 커서 그림 3.11과 같이 회전자에서 누설이 발생하게 된다.

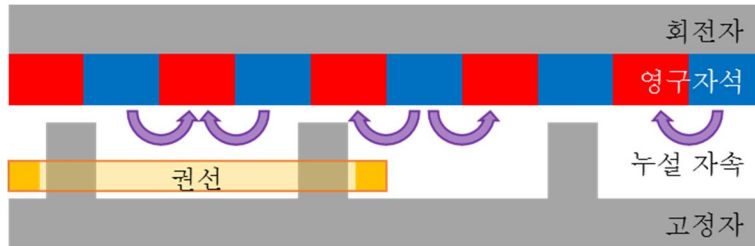


그림 3.11 $n_{r-pp} > n_s$ 조합 예시 및 회전자 누설 자속

Fig 3.11. combination example of $n_{r-p} > n_s$ and rotor leakage flux

표 3.2 극 슬롯 조합에 따른 VPMSM 권선 극 수 $2n_{w-pp}$

Table 3.2. Pole number of VPMSM stator windings according to pole and slot combinations

슬롯 (n_s)	극 수 ($2n_{r-pp}$)											
	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24
3		2		2	4		8	10		14	16	
6				4	2		2	4		8	10	
9					8	6	4	2		2	4	6
12							10	8		4	2	
15								14		10	8	
18										16	14	12
21											20	

$$\text{권선 극 수} = 2n_{w-pp} = 2|n_{r-pp} - n_s|$$

표 3.2는 수식과 간단한 조건만 고려한 조합으로 실제 표에 표기된 모든 조합이 유의미한 조합은 아니다. VPMSM 또한 권선계수에 영향을 받기 때문에 고정자 극 슬롯 조합에 따른 권선계수와 적합한 권선 법을 선택해 설계해야 한다.

표 3.3 극 슬롯 조합에 따른 최대 권선계수 k_w

Table 3.3. Maximum winding factor according to pole and slot combination

슬롯 (n_s)	극 수 ($2n_{r-pp}$)											
	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24
3	0.866	0.866		0.866	0.866		0.866	0.866		0.866	0.866	
6	1	0.866		0.866	0.5		0.5	0.866		0.866	0.5	
9	0.945	0.617	0.866	0.945	0.945	0.866	0.617	0.328		0.328	0.617	0.866
12	0.966	1		0.866	0.966		0.966	0.866		0.5	0.259	
15	0.951	0.951		0.711	0.866		0.951	0.951		0.866	0.711	
18	0.96	0.945	1	0.617	0.735	0.866	0.902	0.945		0.945	0.902	0.866
21	0.953	0.953		0.538	0.65		0.866	0.89		0.953	0.953	

표 3.3는 일반 영구자석 전동기의 극 수 슬롯 조합에 따른 최대 권선계수를 나타내는 것으로 회색으로 표시된 부분은 권선이 불가능한 영역이고, 흰색은 매극 매상 슬롯 수가 1보다 작은 조합이며, 빨간색은

매극 매상 슬롯수가 1보다 크면서 정수 슬롯 권선인 조합, 주황색은 매극 매상 슬롯수가 1보다 크면서 분수 슬롯 권선인 조합을 나타낸다 [52]. 일반 영구자석 전동기의 경우 권선계수를 계산할 때 자계변조 효과를 고려하지 않는다. 반면에 VPMSM은 자계변조 효과를 고려해야 하기 때문에 기본파에 의한 권선계수와 공간 고조파에 의한 권선계수를 모두 고려해야 한다. 각 성분의 권선계수를 계산하는 것은 기존 일반 영구자석 전동기의 권선계수 계산 방식과 동일하지만, 한 값으로 특정하기에는 어려움이 있다.

권선계수 다음으로 고려해야 하는 부분이 기어 비이다. 기어 비는 회전자 극 수와 고정자 극 수의 비를 나타내는 값이다. 자계변조 효과를 많이 받는 VPMSM의 조합은 기어 비가 높은 조합이다.

표 3.4 극 슬롯 조합에 따른 VPMSM 기어 비 G_m

Table 3.4 VPMSM Gear Ratio According to Pole and Slot Combination

슬롯 (n_s)	극 수 ($2n_{r-pp}$)											
	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24
3		2										
6				2	5							
9					1.25	2	3.5	8				
12							1.4	2		5	11	
15								1.14		2	2.75	
18										1.25	1.57	2
21											1.1	

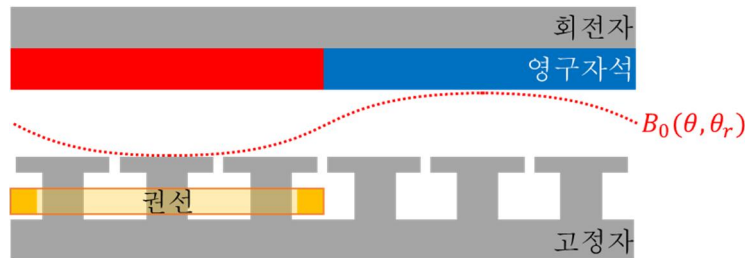
$$\text{기어 비} = G_m = n_{r-pp}/n_{w-pp}$$

표 3.4는 극 수 슬롯 조합에 따른 기어 비를 나타낸 것이다. 수식 (2.28)을 보면 VPMSM의 토크에 기여하는 성분이 자계변조 효과에 의한 성분과 회전자 영구자석의 기본 성분들이다. 여기서 자계변조 효과에 의한 성분은 기어 비의 크기와 고정자 슬롯에 의한 돌극 퍼미언스 성분에 영향을 받는다. 반면에 회전자 영구자석에 의한 성분은 고정자 슬롯 폭에 의한 돌극 퍼미언스 성분이 최소화될수록 유리하다. 퍼미언스 돌극 성분의 크기를 최대한으로 하여도 퍼미언스 기본 성분에

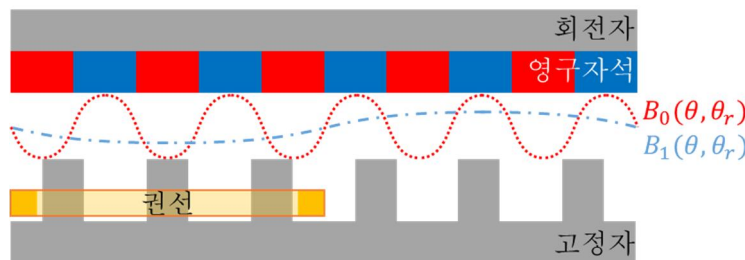
비하면 그 크기가 작다. 그러므로 자계변조 효과를 사용한다고 무조건 기전력 또는 토크 성능이 개선되는 것이 아니고, 자계변조 효과를 사용하더라도 기본 성분이 차지하는 비율이 크기 때문에 기어 비만큼 성능이 배가 되는 것이 아니다. 그렇기 때문에 기어 비를 고려하면서, 기본파와 공간 고조파의 적정 비율을 산출하고 이를 통해 VPMSM의 성능을 예측할 수 있는 계수가 필요하다.

3.2.2 버니어 영구자석 전동기의 권선계수

영구자석 전동기에서 한 상에 직렬로 연결되어 있는 각 도체의 기전력 사이에 위상차가 존재하거나 회전자 극의 폭보다 코일 피치가 작은 경우 권선의 기전력이 감소하게 된다. 여기서 도체의 기전력 사이에 위상차에 의한 기전력 감소를 나타내는 계수가 분포 계수 k_d , 자석 또는 극의 폭보다 코일 피치가 작은 경우에 의한 기전력 감소를 나타내는 계수가 단절 계수 k_p 이다. 이 두 계수의 곱을 통해 권선에 의해 기전력이



(a) 일반 영구자석 전동기



(b) VPMSM

그림 3.12 전동기 종류에 따른 주요 공극 자속밀도

Fig 3.12 Air gap magnetic flux density according to the type of motor

얼마나 감소되는지 나타내는 계수가 권선계수 k_w 이다 [53].

$$k_w = k_d \times k_q \quad (3.1)$$

일반 전동기의 경우 그림 3.12 (a)에 나와 있듯이 회전자 영구자석의 기자력 B_0 이 기전력에 영향을 미치지만, 반면에 VPMSM은 그림 3.12 (b)와 같이 회전자 영구자석에 의한 기자력 B_0 와 자계변조 효과에 의한 공간 고조파 B_1 두 성분에 의해 전동기 기전력이 결정된다.

$$\varepsilon_{p_h}(t) \approx d_g N_{p_h} l_{st} \omega_r \left(B_{PM0} k_{w0} \mp \frac{n_{r-pp}}{n_{w-pp}} B_{PM1} k_{w1} \right) \cos(n_{r-pp} \omega_r t \mp n_{w-pp} \theta_{p_h}) \quad (2.28)$$

각각의 성분에 대한 권선계수는 수식 (3.1)을 통해 계산이 가능하지만, 특정 값으로 VPMSM의 권선계수를 정의할 수 없다. 수식 (2.28)은 앞서 정리한 VPMSM의 역기전력 수식을 나타내는데, VPMSM의 권선계수를 계산하기 위해서는 가로 안의 값들을 정리해야 한다. 가로 안에 $B_{PM0} = F_{PM1} P_0$ 와 $B_{PM1} = F_{PM1} P_1/2$ 은 모두 F_{PM1} 을 공통으로 가지므로 이를 제외하면 몇 개의 상수와 퍼미언스 값으로 구성된 수식이 된다. 기어 비 G_m 이 1이라면, 퍼미언스 값 P_0 와 $P_1/2$ 을 통해 두 성분의

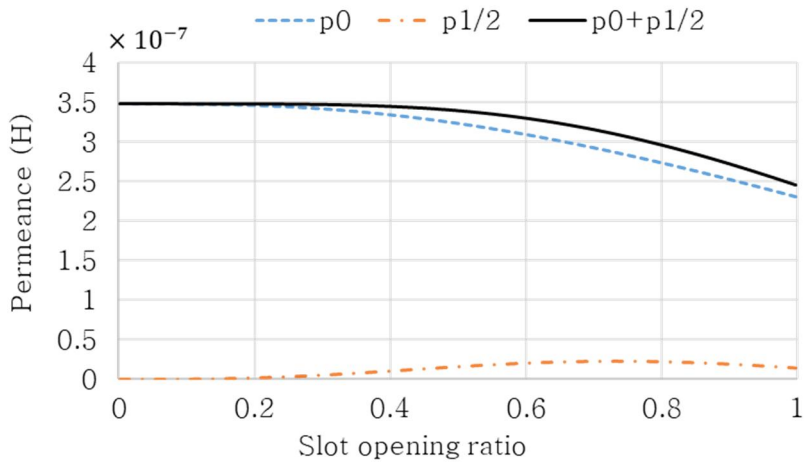


그림 3.13 슬롯 폭 비에 따른 퍼미언스

Fig. 3.13 Permeance according to slot opening ratio

비율을 결정할 수 있다. 그러나 P_0 와 $P_1/2$ 사이의 비율로 권선 계수를 계산하게 될 경우 P_0 와 $P_1/2$ 의 값의 합이 슬롯 폭이 커 질수록 두 값의 합이 일정하지 않아 문제가 발생한다.

그림 3.13은 슬롯 오프닝과 슬롯 피치의 비인 슬롯 폭 비에 따른 퍼미언스 값을 나타낸 것이다. 두 값의 합은 슬롯 폭 비가 커질수록 점점 감소한다. 두 값의 합을 기준으로 두 성분이 차지하는 비율을 계산하고 이를 합산할 경우 퍼미언스 감소에 의한 기전력 감소를 고려하지 못하게 되고, 이는 기존 전동기에 사용되는 권선계수와 정확한 비교를 통한 전동기 기전력 예측을 어렵게 한다. 그러므로 퍼미언스 값의 감소에 따른 기전력 감소를 반영하려면, 최대 퍼미언스를 정의하고 이를 기준으로 비율을 계산하면 된다. 그림 3.13에 나와 있듯이 슬롯 폭이 가장 작은 경우에 퍼미언스의 크기가 최대가 되므로 이때 퍼미언스를 P_{0max} 로 정의하고 이를 기반으로 비율을 계산한다.

$$\begin{aligned}\varepsilon_{p_h}(t) &\approx d_g N_{p_h} l_{st} \omega_r \left(B_{PM0} k_{w0} \mp \frac{n_{r-pp}}{n_{w-pp}} B_{PM1} k_{w1} \right) \cos(n_{r-pp} \omega_r t \mp n_{w-pp} \theta_{p_h}) \\ &= d_g N_{p_h} l_{st} \omega_r F_{PM1} P_{0max} \left(\frac{P_0 k_{w0} + G_m P_1 k_{w1}/2}{P_{0max}} \right) \cos(n_{r-pp} \omega_r t \mp n_{w-pp} \theta_{p_h})\end{aligned}\quad (3.2)$$

다음으로 고려해야 할 부분이 기어 비 G_m 이다. 권선계수는 권선의 분포계수와 단절계수의 곱으로 이뤄진 값으로 값의 최대 크기가 1인 계수이다. 그러나 VPMSM의 경우 자계변조 효과에 의한 공간 고조파를 사용하고, 공간 고조파가 기어 비 G_m 만큼 회전 속도가 증폭되기 때문에 기전력을 확인하기 위해서는 G_m 의 반영이 필수적이다. 수식 (3.2)의 가로 안을 내용을 보았을 때에도 기어 비 G_m 을 배제하고 권선계수를 정리할 수 없다는 것을 확인할 수 있다. 그러므로 최종적으로 VPMSM의 권선계수를 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\varepsilon_{p_h}(t) \approx d_g N_{p_h} l_{st} \omega_r F_{PM1} P_{0max} K_w \cos(n_{r-pp} \omega_r t \mp n_{w-pp} \theta_{p_h}) \quad (3.3)$$

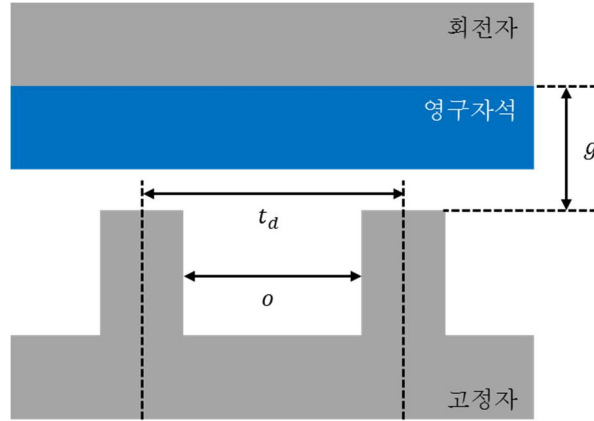


그림 3.14 오픈 슬롯 전동기와 변수
Fig 3.14 Open-slot parameters

$$K_w = \frac{P_0}{P_{0max}} k_{w0} + \frac{G_m P_1}{2P_{0max}} k_{w1} \quad (3.4)$$

수식 (3.4)의 K_w 은 본 논문에서 제안한 VPMSM의 권선계수를 나타낸다. 제안하는 VPMSM 권선계수는 퍼미언스 계산을 통해 기본 성분과 공간 고조파 성분의 비율이 반영하였고, 자계변조 효과에 의한 공간 고조파에 대한 권선계수를 고려하고, 공간 고조파의 회전속도에 의한 증폭 효과 또한 반영되어 있다. 이를 통해 기전력이 우수한 VPMSM 극 슬롯 조합을 확인할 수 있고, 기존 자계변조 효과를 사용하지 않는 일반 영구자석 전동기의 권선계수와 비교가 가능하게 만들었다.

k_{w0} 는 회전자 극 수가 n_{r-pp} 이고 권선은 n_{w-pp} 를 기준으로 설계하였을 때 권선계수를 계산한 값을 나타내고, k_{w1} 는 회전자 극 수가 n_{w-pp} 일 때 계산한 권선계수를 나타낸다. 두 권선계수와 기어 비 G_m 는 표 3.3과 3.4를 통해 확인 가능하다. 그러나 퍼미언스 값인 P_0 , P_1 그리고 P_{0max} 는 전동기 슬롯 형상에 따라 달라지는 값이므로 해석적 기법 또는 수치해석 기법을 통해 계산해야 한다.

본 논문에서는 복잡한 수치해석 기법을 피하고 퍼미언스 값을 도출하기 위하여 conformal mapping method를 사용하였다[46], [61].

그림 3.14은 퍼미언스 계산을 위해 간략화 한 전동기 형상과 주요 변수들을 나타낸다. 이를 통해 P_0 와 P_1 를 아래 수식과 같이 나타낼 수 있다.

$$g = g_a + \frac{g_m}{\mu_r} \quad (3.5)$$

$$P_0 = \frac{\mu_0}{g} (1 - 1.6\beta c_0) \quad (3.6)$$

$$P_1 = \frac{\mu_0}{g} \frac{2\beta}{\pi} \left(\frac{0.78125}{0.78125 - 2c_0^2} \right) \sin(1.6\pi c_0) \quad (3.7)$$

$$c_0 = \frac{o}{t_d} \quad (3.8)$$

$$\beta = 0.5 - \frac{1}{\sqrt{4 + \left(\frac{o}{g}\right)^2}} \quad (3.9)$$

μ_0 은 투자율($4\pi \times 10^{-7} [H/m]$)을 나타내며, μ_r 은 영구자석의 recoil permeability를 나타내는 값이고, g_m 은 영구자석의 두께를 나타낸다. 수식 (3.5)에서 g_m 을 μ_r 로 나누는 이유는 공기와 영구자석의 투자율이 μ_r 만큼 차이가 나기 때문에 유효 공극 길이를 구하기 위해서는 이 같이 계산을 해야 한다. 수식 (3.5)–(3.9)을 통해 퍼미언스 값을 계산하고 (3.4)에 기어 비 G_m , 권선계수 k_{w0} , k_{w1} 값들과 함께 대입하면 VPMSM의 권선계수를 도출할 수 있다.

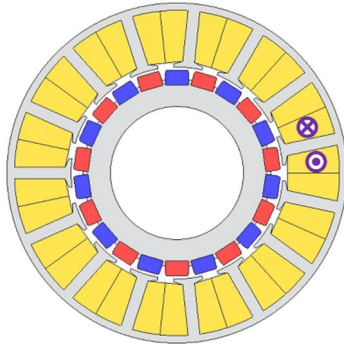
표 3.5는 제안한 수식들을 기반으로 계산한 VPMSM의 권선계수와 일반 전동기의 권선계수를 비교하여 나타낸 것이다. 표에 흰색은 매극 매상 슬롯 수가 1보다 작으면서 집중권인 조합을 나타내며, 빨강색은 매극 매상 슬롯 수가 1보다 크면서 정수 슬롯 권선, 주황색은 매극 매상 슬롯 수가 1보다 크면서 분수 슬롯 권선 조합을 나타낸다. 이 때 매극

표 3.5 권선계수 검증을 위한 VPMSM 설계 사양

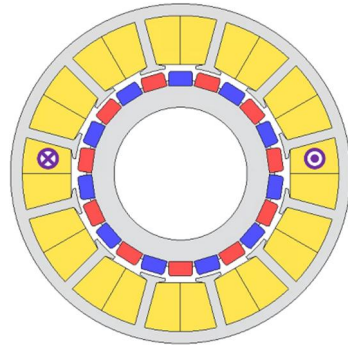
Table 3.6 VPMSM design specifications for winding coefficient verification

설계 사양	22P15S	22P12S	20P15S	20P12S	16P12S	16P9S
극	22	22	20	20	16	16
슬롯	15	12	15	12	12	9
기어 비	2.75	11	2	5	2	8
권선계수	0.751	1.678	0.885	1.245	0.893	1.568
매극 매상 슬롯수	0.625	2	0.5	1	0.5	1.5
코일 피치	1	6	1	3	1	4
구동 속도 [r/min]	200					
회전자 내경 [mm]	27					
고정자 외경 [mm]	70					
적층 길이 [mm]	11					
공극 [mm]	0.5					
자석 두께 [mm]	3					
총 자석 단면적 [mm ²]	306.6					
회전자 강판 단면적 [mm ²]	448.9					
고정자 강판 단면적 [mm ²]	790					
코어 재질	35PN230					
영구자석 재질	N-45SH (B _r : 1.32 T)					

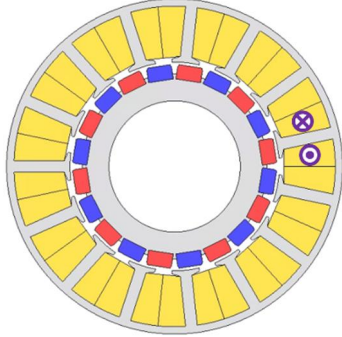
매상 슬롯 수는 회전자 극 수 기준이 아닌 권선 극 수를 기준으로 계산한다. 굵고 파란색으로 표시된 조합들은 VPMSM으로 설계했을 때가 일반 전동기일 때보다 더 높은 권선계수를 가지는 조합들을 나타낸다. 빨간색 글씨로 표시된 조합들은 VPMSM으로 설계하더라도 일반 전동기일 때 권선계수와 차이가 없는 조합들이다. 기어 비가 2보다 작은 경우 자계변조 효과를 사용하지 않는 것이 유리하다는 것을 확인할 수 있다. 이러한 경우에는 일반 전동기 방식으로 설계하는 것이 적합하다.



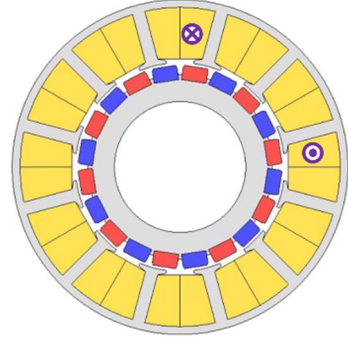
(a) 22P15S



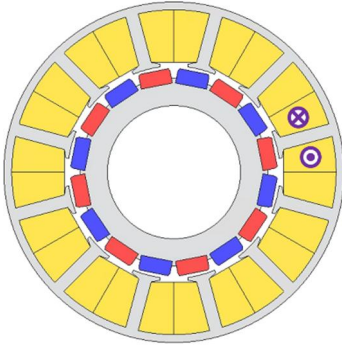
(b) 22P12S



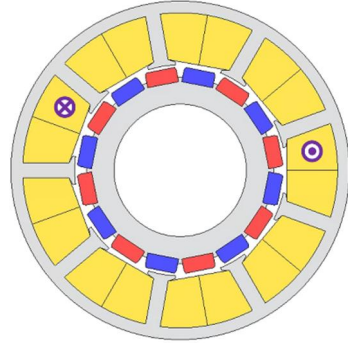
(c) 20P15S



(d) 20P12S



(e) 16P12S



(f) 16P9S

그림 3.15 VPMSM 단면도

Fig 3.15 VPMSM 단면도

제안한 VPMSM 권선계수를 계산할 때 수식 (3.9) β 에서 o/g 는 전동기 치수에 따라 값이 달라지기 때문에 VPMSM의 권선계수 K_w 를 일반화하는 것이 어렵기 때문에 일부 전동기 치수 값이 필요하다. 본 논문에서는 공극 길이가 0.5mm, 영구자석 길이 3mm, 그리고 공극까지 반경 길이가 21.5mm인 경우의 VPMSM 권선계수를 계산하였다.

표 3.6 극 슬롯 조합에 따른 일반 전동기 및 VPMSM 권선계수

Table 3.5 winding factor of general motor and VPMSM according to pole slot combination

전동기 종류	슬롯 (n_s)	극 수 ($2n_r$ -pp)				
		16	18	20	22	24
일반	9	0.328				
버니어		1.568				
일반	12	0.866		0.5	0.259	
버니어		0.893		1.245	1.678	
일반	15	0.951		0.866	0.711	
버니어		<u>0.951</u>		0.885	0.751	
일반	18			0.945	0.902	0.866
버니어				<u>0.945</u>	0.907	0.880
일반	21				0.953	
버니어					<u>0.953</u>	

제안한 권선계수의 검증을 위해 다음 6가지 극 슬롯 조합의 VPMSM을 설계하고 무부하 역기전력을 유한요소법(Finite element method : FEM)을 통해 계산한 후 제안한 권선계수와 비교 분석하였다.

그림 3.15는 표 3.5 의 6개의 전동기의 설계 도면을 보여주고 있다.

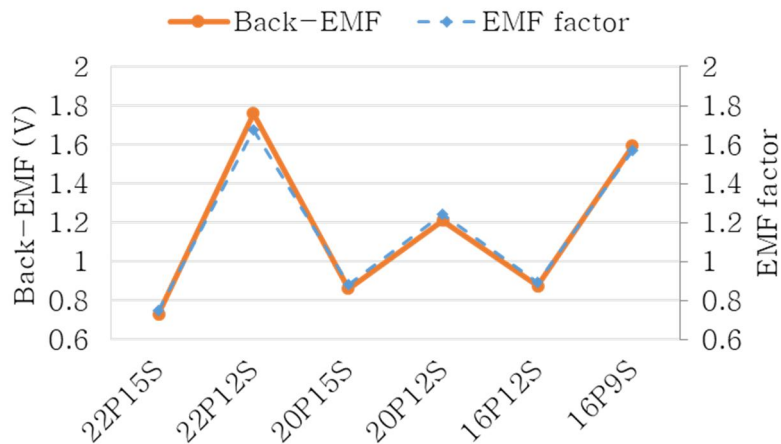


그림 3.16 VPMSM 권선계수 및 역기전력

Fig 3.16 Winding factor and back-EMF of VPMSM

전동기들은 외경, 내경, 적층 높이, 자석 사용량 등 동일한 조건으로 설계하였으며, 총 상당 권선 턴 수 및 인가 전류 크기를 동일하게 한 상태에서 FEM 해석을 수행하였다.

그림 3.16은 제안한 방법으로 계산한 6개의 VPMSM 전동기의 권선계수와 FEM 해석을 통해 계산한 무부하 선간 역기전력의 rms(root mean square)값을 표시한 것이다. VPMSM의 권선계수와

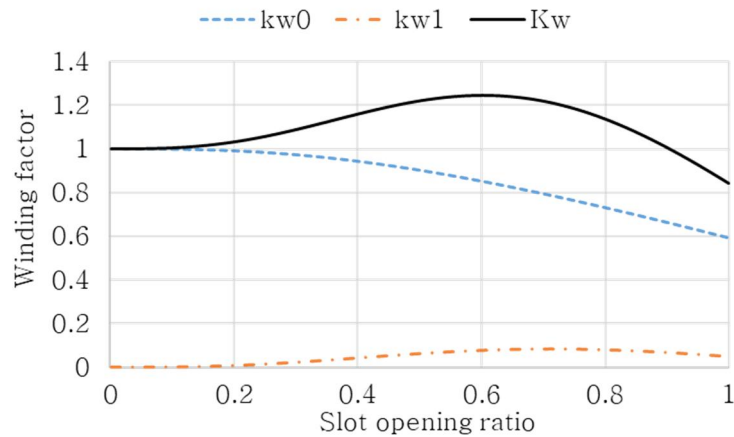


그림 3.17 슬롯 폭 비에 따른 20극 12슬롯 VPMSM 권선계수
Fig 3.17 Winding factor of 20P 12S VPMSM according to slot opening ratio

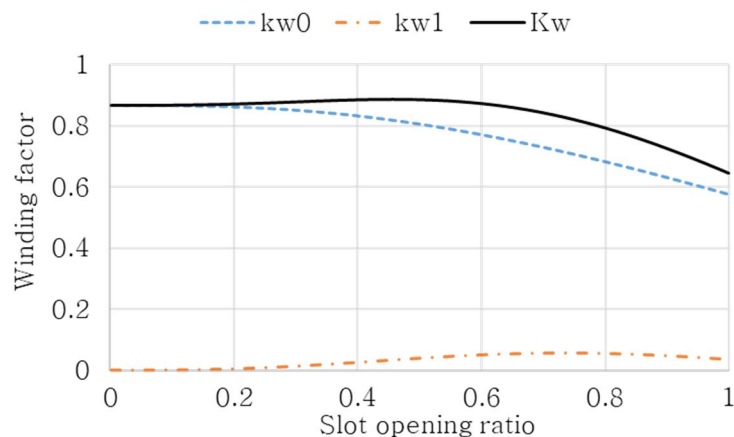


그림 3.18 슬롯 폭 비에 따른 20극 15슬롯 VPMSM 권선계수
Fig 3.18 Winding factor of 20P 15S VPMSM according to slot opening ratio

역기전력 값의 경향성이 근사한 것을 확인할 수 있다. 단 위 해석 결과는 고정자에서 포화를 최소화하고, 회전자 영구자석에서 발생하는 와전류를 배제한 결과이기 때문에 실제 제작 모델의 경우 결과에 차이가 발생할 수 있다. 특히 기어 비가 높은 22극 12슬롯, 20극 12슬롯, 16극 9슬롯의 경우 회전자에 발생하는 와전류가 커지기 때문에 이를 반영할 경우 그림 3.16의 역기전력보다 낮은 역기전력이 발생하게 된다.

제안한 권선계수 제안법은 VPMSM의 권선계수를 계산하는 것 외에도 FEM 해석을 수행하기 전에 미리 역기전력이 최대가 되는 고정자 슬롯 폭을 예측하는데 도움이 된다. 제안하는 권선계수는 퍼미언스를 통해 권선계수를 계산하기 때문에 c_0 값에 따라 권선계수 값이 달라지게 된다. c_0 는 슬롯 폭에 의해 결정되는 값이기 때문에 권선계수가 최대가 되는 c_0 를 찾으면 VPMSM의 역기전력이 최대가 되는 슬롯 폭 또한 찾을 수 있다.

그림 3.17 은 20극 12 슬롯의 c_0 에 따른 권선계수 계산 결과를 나타낸다. 그래프를 통해 20극 12슬롯의 경우 c_0 가 0.576인 경우 권선계수가 최대가 되고, FEM 해석을 한 결과 0.567에서 최대 토크를 얻을 수 있었다. 그림 3.18은 20극 15슬롯에서 c_0 에 따른 권선계수를 나타내는 그래프이다. 15슬롯에서는 c_0 값이 0.43일 때 최대 권선계수가 나왔고, FEM 해석 결과 0.342에서 최대 토크 결과가 나왔다.

표 3.7 최대 역기전력이 발생하는 슬롯 폭 비 계산 결과

Table 3.7 Slot opening ratio calculation result of maximum back EMF

	22P15S	22P12S	20P15S	20P12S	16P12S	16P9S
계산 결과	0.502	0.634	0.430	0.576	0.424	0.592
FEM결과	0.425	0.567	0.375	0.567	0.400	0.625
오차 [%]	18	12	15	2	6	5

표 3.7은 위 6개 모델에서 최적 슬롯 폭 비를 계산한 결과와 실제 FEM을 통해 확인한 결과를 비교한 표이다. 표 내용을 보면 슬롯이

많아질수록, 오차율이 커지는 것을 확인할 수 있는데, 이는 공극에 인접한 슬롯에서 발생하는 포화에 영향을 많이 받기 때문이다. 권선계수를 계산하는데 사용한 해석적 방법이 포화도를 고려할 수 없기 때문에 큰 오차가 발생하지만 초기 설계에 있어서 슬롯 폭을 찾는 데 시간을 단축하는데 도움을 받을 수 있다.

본 논문에서 제안하는 VPMSM의 권선계수 계산 식은 기존 전동기 권선계수와 비교 가능하고 VPMSM의 기전력을 예상할 수 있는 장점을 가지고 있다. 그러나 본 VPMSM 권선계수 계산 방식은 기본형 VPMSM에 적용 가능하며, FMP VPMSM과 이중 구조 VPMSM의 경우 기본형과 동일한 원리를 사용하지만, FMP VPMSM은 노치에서 발생하는 누설 자속이 고려되어야 하고, 이중 구조 VPMSM은 주로 사용되는 드럼 권선의 권선계수에 대한 고려가 필요하다. 이는 차후 연구가 필요한 부분이다.

3.3 버니어 영구자석 전동기의 손실 특성

VPMSM의 토크 특성을 높이기 위해서는 자계변조 효과의 비중을 높이고 기어 비가 높아지도록 설계해야 한다. 그래서 VPMSM의 고정자 슬롯 폭이 크다. 자계변조 효과에 의해 변조된 자속의 회전속도와 회전자 회전속도 간에 기어 비만큼 속도 차이가 난다. 이러한 특징으로 인해 VPMSM의 손실 특성은 기존 영구자석 전동기와 판이하게 다르다.

본 장에서는 일반 영구자석 전동기와 VPMSM간에 손실 특성 차이가 발생하는 원인을 살펴보고, 극 슬롯 조합에 따른 VPMSM 손실 특성을 비교하며, 일반 영구자석 전동기와 손실 특성을 비교하였다.

3.3.1 버니어 영구자석 전동기의 손실 특성 분석

고정자 슬롯 폭이 작아 고정자 치에 의한 돌극 퍼미언스 성분의 크기가 작은 일반 영구자석 전동기는 회전자 강판과 영구자석에서 발생하는 철손이 무시할 수 있을 정도로 작다. 대부분의 철손은 고정자에서 회전자계에 의해 자속이 변화함으로 인해 발생하게 된다.

반면 자계변조 효과를 활용하여 토크 성능을 높이는 VPMSM의 경우 고정자 슬롯 폭을 키워 인위적으로 자계변조 효과 성분 B_1 의 크기를 높인다.

$$\begin{aligned}
 B(\theta, \theta_r) &= F_{PM}(\theta, \theta_r) \times P(\theta) \\
 &\approx B_{PM0} \cos[n_{r-p}(\theta - \theta_r)] \\
 &\quad - B_{PM1} \left\{ \begin{aligned} &\cos[(n_{r-pp} - n_s)\theta - n_{r-pp}\theta_r] \\ &+ \cos[(n_{r-pp} + n_s)\theta - n_{r-pp}\theta_r] \end{aligned} \right\}
 \end{aligned} \tag{3.10}$$

$$B_0 = B_{PM0} \cos[n_{r-pp}(\theta - \theta_r)] \tag{3.11}$$

$$B_1 = -B_{PM1} \cos[(n_{r-pp} - n_s)\theta - n_{r-pp}\theta_r] \tag{3.12}$$

수식 (2.16)을 보면 B_1 이 포함된 성분은 회전자와 반대 방향으로 회전하고 그 속도가 회전자 극과 고정자 권선 극의 비인 기어 비만큼 빠르게 회전한다.

철손은 강자성체(Ferromagnetic Material)의 자구가 재배열 되면서 소모되는 에너지에 의한 히스테리시스 손실과 전자유도 법칙에 따라 유도된 전류에 의해 발생하는 와전류 손실로 분류할 수 있다. 다음은 각각의 손실을 수식적으로 나타낸 것이다 [53].

$$P_h = K_h f B_m^\gamma \quad [Watt/kg] \quad (3.13)$$

수식 (3.13)은 Steinmetz가 실험적으로 정의한 히스테리시스 손실을 나타내며, K_h 는 강판 재질에 따라 달라지는 히스테리시스 손실 계수, f 는 주파수, B_m 은 최대 자속밀도, γ 는 1.6에서 2 사이의 값이다. 다음은 와전류 손실을 나타내는 수식이다.

$$P_e = K_e f^2 B_m^2 \quad [Watt/kg] \quad (3.14)$$

여기서, K_e 는 와전류 철손 계수로 강판 또는 와전류가 발생하는 도체의 형상과 관련된 값이다. 철손은 두 식과, 엡스인법 등으로 측정한 철손 특성, FEM으로 얻어진 자속밀도 진폭, 주파수별로 철손으로 추정하게 된다. 이러한 방식의 경우 회전자에 의한 회전자계 특성과 슬롯, 치 및 돌극성에 의한 자속밀도 고조파가 포함되어 있는 전동기의 정확한 철손을 예측하기는 어렵다[96], [97]. VPMSM의 경우 슬롯 돌극 성분에 의해 공간 고조파가 발생하기 때문에 이로 인한 고조파가 발생하고 철손에 영향을 미칠 것으로 보이지만 실제로는 그렇지 않다.

회전자에 B_0 성분만 있을 때에는 회전자와 동일한 속도로 회전하기 때문에 회전자 내부에서 손실이 발생할 이유가 거의 없다. 그러므로 전동기에서 주로 철손이 발생하는 곳은 회전자가 회전하면서 자계가 변화하는 고정자이다. 그러나 VPMSM의 경우 B_0 뿐만 아니라 회전자와

회전방향, 회전속도가 다른 공간 고조파 B_1 성분을 사용한다. 이는 회전자에 자속밀도의 변화를 발생시키고 이로 인한 철손과 영구자석 와전류 손실을 발생시킨다.

그러나 B_1 성분은 고정자의 철손을 저감시키는 역할도 한다. 수식 (2.20)에서 B_1 은 공극에서 보았을 때에는 주기가 $n_{r-pp} - n_s$ 이지만, 임의의 θ 위치에서 바라본 B_1 은 B_0 와 주기가 동일하다. 이는 공간 고조파 B_1 이 기어 비 G_m 만큼 회전속도가 빠르기 때문이며, 이로 인해 고정자에서는 동일한 주파수를 가지면서 서로 다른 극 수를 가지는 B_0 와 B_1 두 성분이 공존하게 된다. 이는 기존에 B_0 성분만 있을 때보다 고정자의 자계 분포를 균등하게 만들고, 자속밀도 변화 폭을 저감 시켜, 고정자에서 발생하는 철손을 낮춰주는 효과를 발생시킨다.

자계변조 효과를 통한 역기전력 증가는 동일한 적층을 가지는 일반 전동기보다 VPMSM이 동일한 전류밀도에서 더 높은 토크 특성을 가지게 한다. 이로 인해 동일한 토크 성능을 목표로 설계를 수행했을 때, VPMSM은 더 낮은 전류밀도로 설계가 가능해지고, 권선 저항이 동일할 경우 더 낮은 동손을 가지게 된다. 이러한 이유로 인해 VPMSM과 일반 영구자석 전동기 간에 손실 특성에 차이가 발생하게 된다.

3.3.2 버니어 영구자석 전동기 및 표면 부착형 영구자석 전동기 손실 비교

본 단에서는 극 슬롯 조합에 따른 VPMSM의 손실 특성을 비교하기 위해 앞서 VPMSM의 권선계수 검토를 위해 사용한 모델 중 4개의 VPMSM 전동기의 손실 분석을 진행하였다. 그리고 일반 영구자석 전동기와 손실 특성 차이를 비교하기 위해 동일 조건에서 설계한 20극 24슬롯 표면 부착형 영구자석 전동기(Surface-mounted permanent magnet synchronous motor : SPMSM)에 대한 손실 분석을 진행하였다. 20극 24슬롯은 20극 중에서 집중권으로 설계할 수 있으면서 권선계수가 가장 높아 우수한 토크 성능을 가지는 전동기이다. 그러므로

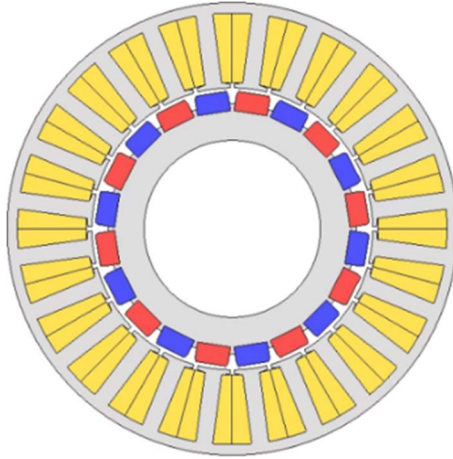


그림 3.19 20극 24슬롯 SPMSM 단면도

Fig 3.19 Configuration of motors with 20 poles

자계변조 효과를 사용해 높은 토크 성능을 가지는 VPMSM들과 비교하기에 적합하다고 판단하였다.

그림 3.19의 SPMSM은 손실 비교를 위해 표 3.5의 설계 사양을 기반으로 설계하였다. 4개의 VPMSM의 설계 사양 및 단면도는 표 3.5 및 그림 3.15에 나타나 있다. 표 3.8은 손실 비교를 위한 5개의 전동기의 극 슬롯 조합 및 전동기 종류를 정리한 표이다. 5개의 전동기는 1000r/min을 정격으로 설계되었다. 손실 분석은 손실은

표 3.8 손실 비교를 위한 전동기 사양

Table 3.8 Motor specifications for loss comparison

	S20P24S	V20P15S	V20P12S	V16P12S	V16P12S
전동기 종류	SPMSM	VPMSM	VPMSM	VPMSM	VPMSM
극	20	20	20	16	16
슬롯	24	15	12	12	9
기어 비	—	2	5	2	8
매극 매상 슬롯수	0.4	0.5	1	0.5	1.5
코일 피치	1	1	2	1	4
구동 속도 [r/min]	1000				

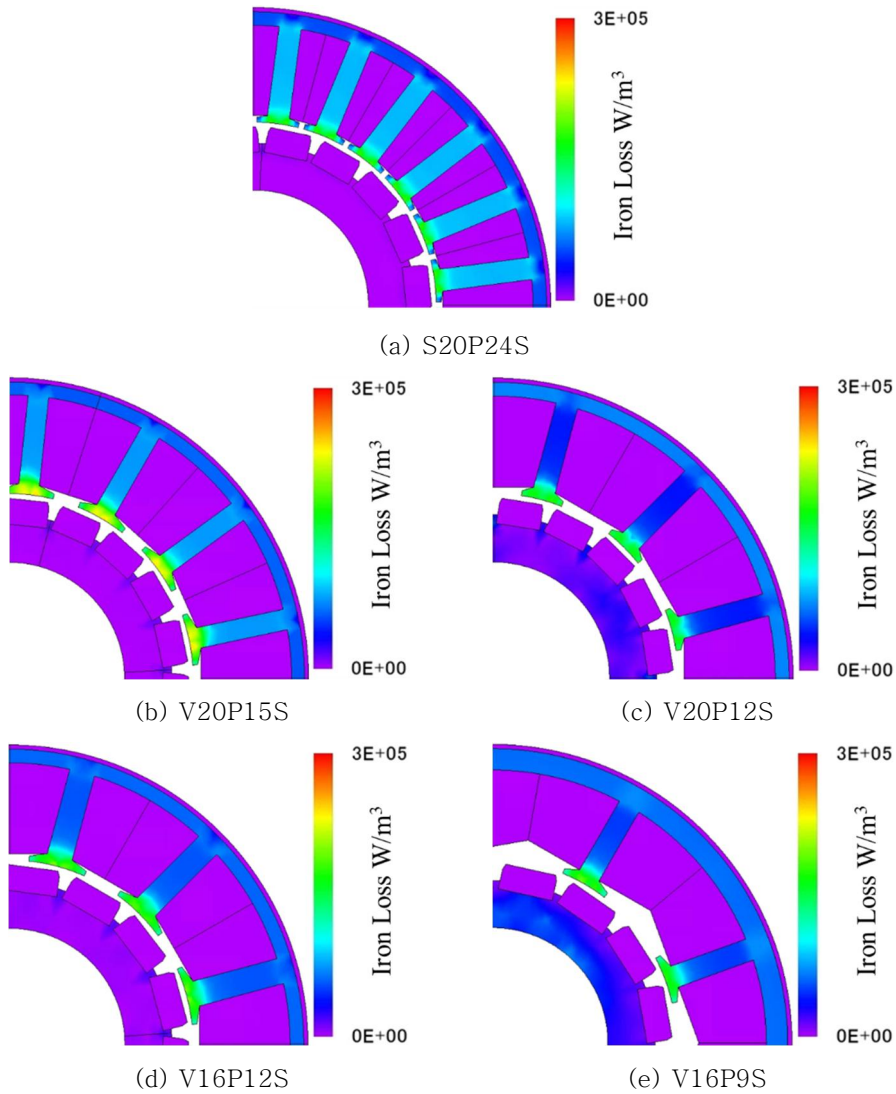


그림 3.20 무부하 철손 분포 (1000 r/min)

Fig 3.20 Iron loss distribution at no-load condition (1000 r/min)

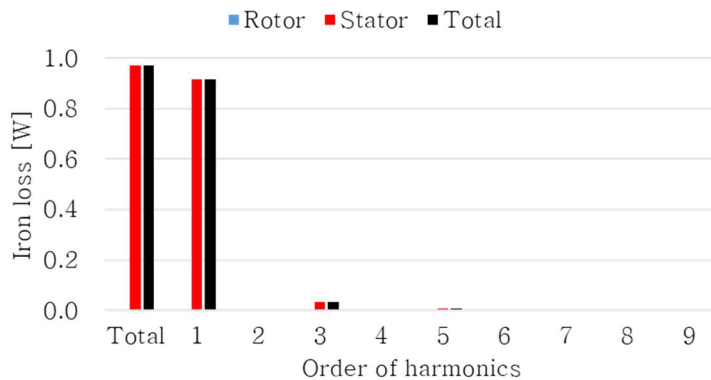
FEM해석을 통해 분석하였고, 5개의 전동기는 동일한 평균 토크를 가지는 조건에서 손실 분석이 이뤄졌다.

먼저 자계변조 효과에 의한 회전자 손실을 비교하기 위해 1000r/min에서 무부하 철손 해석을 수행하였다.

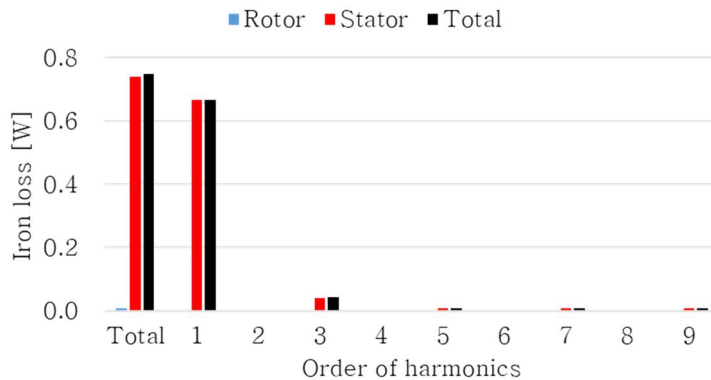
그림 3.20은 1000r/min에서 무부하 해석 시 철손 분포도를 나타낸다. SPMSM의 경우 회전자에서 철손이 거의 관측되지 않는데 비해 VPMSM의 경우 회전자에 파란색으로 철손이 발생하는 것을 확인할 수

있다. 20극 15슬롯 VPMSM과 16극 12슬롯 VPMSM의 경우 기어 비가 2이고 20극 12슬롯은 기어 비 5, 16극 9슬롯은 기어 비가 8이다. 기어 비가 낮을수록 자계변조 효과의 영향을 덜 받게 되어 회전자에 발생하는 철손이 낮아지지만, 기어 비가 높은 경우에는 자계변조에 의한 성분이 커지는 만큼 기본 성분이 줄어들어 고정자에서 발생하는 철손이 낮은 것을 확인할 수 있다. 다음으로 철손 크기를 비교하기 위해 고조파 차수에 따른 철손 분포를 분석하였다.

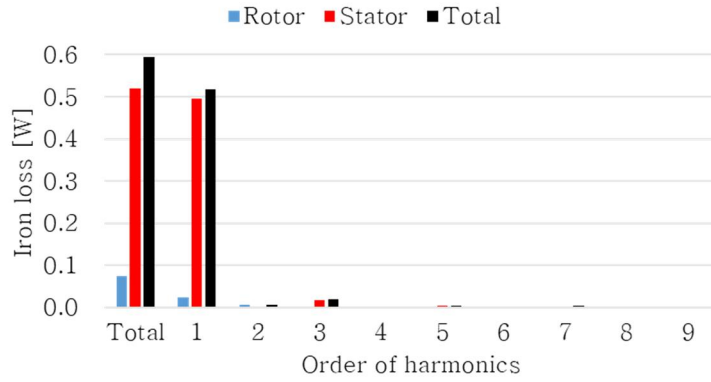
그림 3.21을 통해 차수 별 철손 분포를 확인할 수 있다. SPMSM 대비 VPMSM의 철손이 전반적으로 낮게 나타난다. 이는 VPMSM의 고정자 철손이 SPMSM보다 낮기 때문이다. 차수 별 고조파를 보면 SPMSM과 VPMSM에 유의미한 차이가 보이지 않는다. 이는 B_1 성분이 공극 상으로는 주기가 짧고 회전속도가 빠른 공간 고조파이지만 임의의



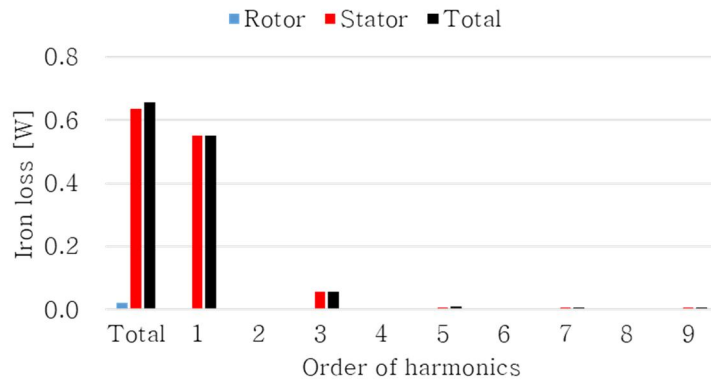
(a) S20P24S



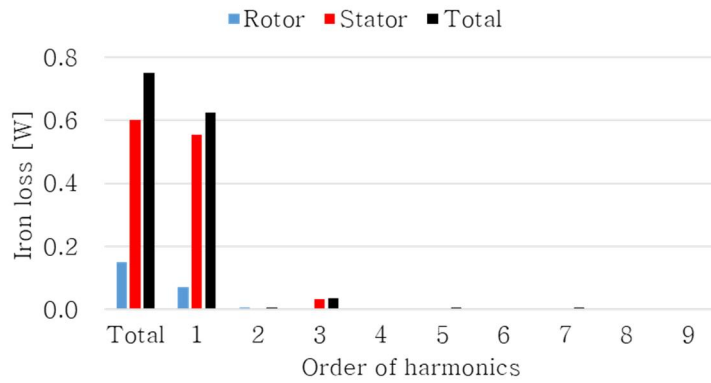
(b) V20P15S



(c) V20P12S



(d) V16P12S



(e) V16P9S

그림 3.21 무부하 철손 차수별 분포 비교 (1000r/min)

Fig 3.21 Comparison of iron loss harmonic components at no-load conditoin

고정자 위치에서 바라봤을 때 B_0 과 차이가 없기 때문에 고조파

철손에는 큰 영향을 미치지 않고, 다만 부위 별 발생하는 철손에 차이를 가져오게 된다. 회전자 철손의 경우 기어 비가 낮은 V20P15S와 V16P12S의 경우 SPMSM과 근사한 정도의 회전자 철손이 발생한다. 반면에 V20P15와 V16P12S의 경우 기어 비가 높은 만큼 회전자 철손이 눈에 띄게 높게 나타난다. 그러나 전체 철손 크기에서 봤을 때에는 회전자에서 발생하는 철손의 크기가 작고 고정자에서 철손이 저감되기 때문에 SPMSM보다 철손에서 유리한 것을 확인할 수 있다.

V20P15와 V20P12S를 비교해 봤을 때 기어 비가 높아지면 철손이 낮아지지만 V16P12와 V16P9S의 결과를 보면 반대로 나타난다. 기어 비가 높을수록 B_0 을 줄이고 B_1 을 높여 고정자에서 자속밀도 분포를 고르게 할 수 있지만, 기어 비가 높아질수록 자계변조에 의한 공간 고조파의 주기가 작아지고 이는 회전자 극 수가 작은 전동기와 비슷하게 고정자에 영향을 미치게 된다. 회전자 극 수가 적을수록 고정자 요크를 통과하는 자속은 커지게 되므로 [78], [79], 동일하게 공간 고조파에 의한 고정자 요크를 통과하는 자속 또한 커지게 된다. 이를 해소하기 위해서는 고정자 요크 폭을 키워야 하는데, 표 3.5의 고정자 강판 면적을 만족하기 어렵게 된다.

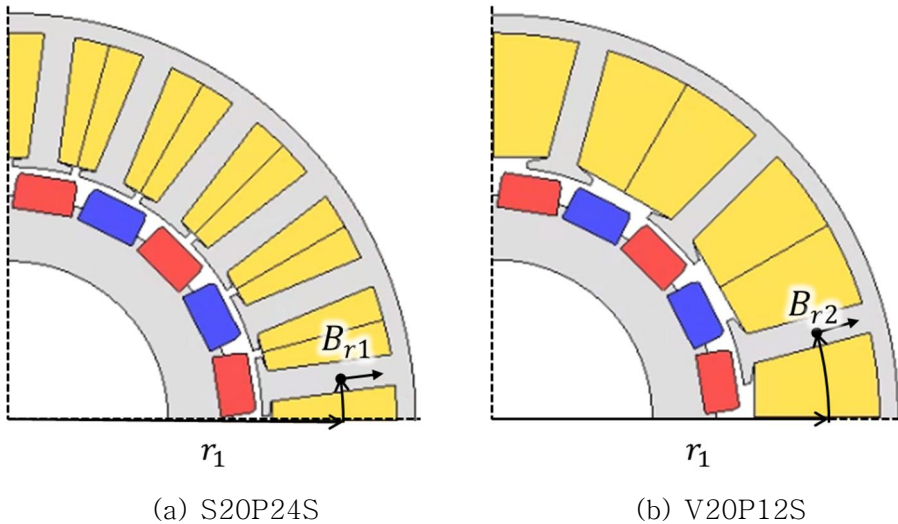


그림 3.22 반경 방향 자속밀도 측정 지점

Fig 3.22 Radial magnetic flux density measuring point

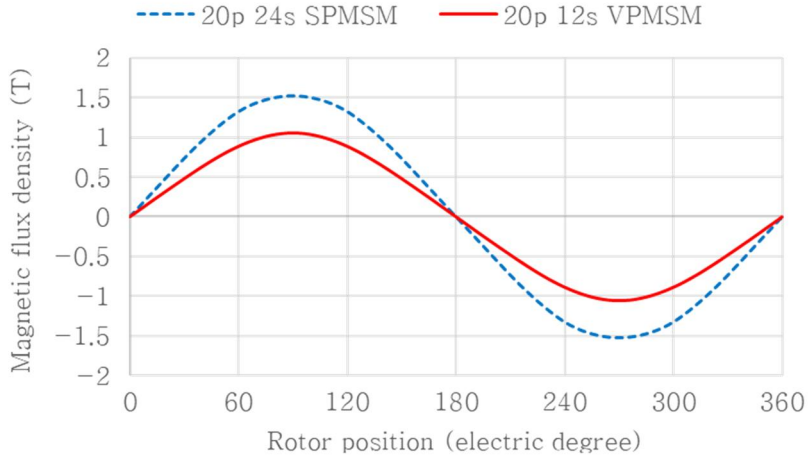
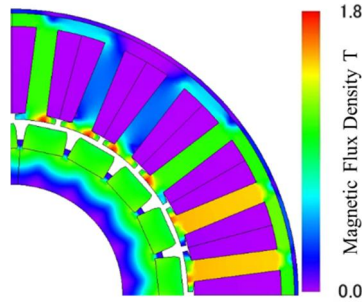


그림 3.23 반경 방향 자속밀도 비교

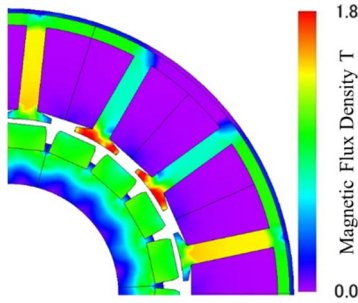
Fig 3.23 Radial magnetic flux density comparison

그림 3.22은 각각 SPMSM과 VPMSM에서 반경 방향 자속밀도를 측정 한 지점을 나타낸 것이다. 둘 모두 동일한 반경 r_1 에 위치한 치 중심에서 지점에서 측정하였고, SPMSM에서 측정한 것이 B_{r1} , VPMSM에서 측정한 것이 B_{r2} 이다. 그림 3.23은 그 결과를 나타낸다. B_{r1} 에서 반경방향 자속밀도는 20p24SPMSM이고, B_{r2} 에서 반경방향 자속밀도는 20p12sVPMSM이다. 그림 3.23을 통해 SPMSM과 VPMSM의 고정자 치에 기본파 외에 고조파 성분이 거의 없는 것을 확인할 수 있고, 기전력 크기 대비 자속밀도 크기가 VPMSM이 작은 것을 확인할 수 있다. 이는 앞서 설명한 것과 같이 공극에서 발생한 자계변조 효과에 의한 공간 고조파가 회전속도의 증폭에 의해 고정자에서는 회전자 영구자석에 의한 기본파와 동일한 주기를 가지기 때문이고, 서로 다른 회전 방향과 극 수를 가지는 두 성분이 고정자에 고르게 분포되어 고정자 치와 요크에 자속밀도의 크기를 낮게 만들기 때문이다. 이로써 고정자에서 발생하는 철손이 저감되는 것을 확인할 수 있다.

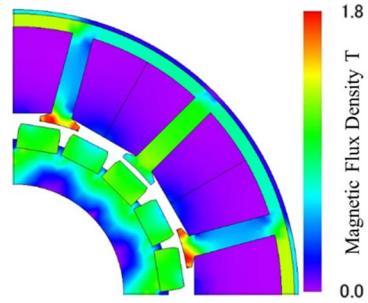
그림 3.24는 5 전동기의 무부하 자속밀도 분포를 나타낸 것이다. 16극 9슬롯을 보면 슬롯의 개수가 적고 슬롯 간 간격이 크다. 게다가 고정자 권선 극 수가 2극이기 때문에 자속이 고정자 반에 해당하는



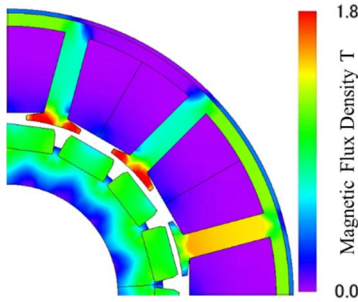
(a) S20P24S



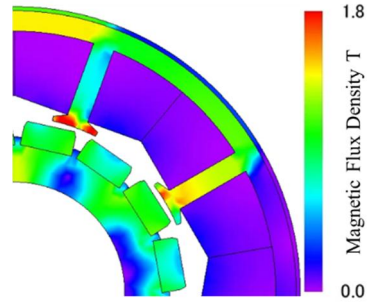
(b) V20P15S



(c) V20P12S



(d) V16P12S



(e) V16P12S

그림 3.24 무부하 자속밀도 분포 (1000 r/min)

Fig 3.24 Magnetic flux density distribution at no-load condition (1000 r/min)

구간을 거쳐 흐르게 된다. 그러므로 다른 조합들에 비해 포화도가 높아 철손이 높아지게 된다.

그림 3.25은 5개의 전동기 전체 철손과 부위별 철손이 차지하는 범위를 나타내는 그래프이다. 기어 비가 높을수록 회전자에서 발생하는 철손의 비율이 높아지고, 전체 철손은 낮아진다. 모델 5의 철손이 높게 나타나는 것은 권선 극 수가 낮아 요크에 흐르는 자속이 커지고 표 3.5 조건 하에서 요크 폭을 더 늘릴 수 없어 포화도가 높아져 철손이 높아진

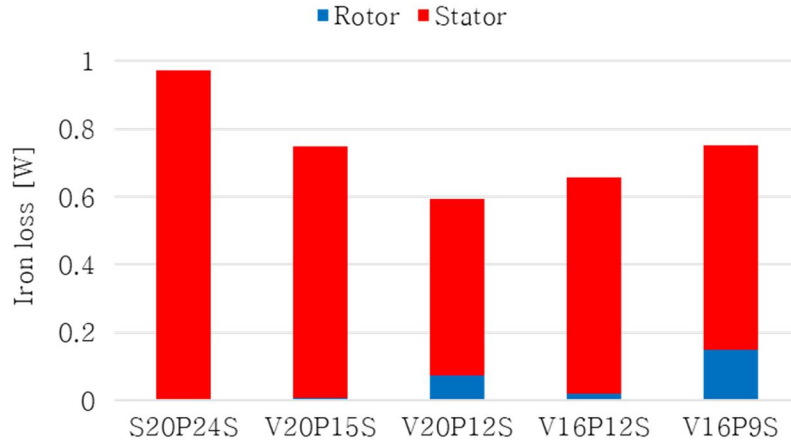


그림 3.25 무부하 철손 비교 (1000r/min)

Fig 3.25 Comparison of iron loss at no-load condition

표 3.9 전동기 동손 비교

Table 3.9 Comparison of copper loss of motor

	S20P24S	V20P15S	V20P12S	V16P12S	V16P12S
동손 [W]	11.1	9.8	16.7	10.6	22.1
입력 전류 [A]	4.96	4.05	2.9	3.95	2.3
저항 [ohm]	0.41	0.4	1.32	0.45	2.79

것이다. 요크 폭을 늘린다면 모델2, 3과 유사한 경향성을 보이게 된다.

기어 비가 높은 VPMSM 일수록 적은 슬롯 수에 의한 넓은 코일 면적, 큰 매극 매상 슬롯수에 의해 코일피치가 커지고, 엔드 와인딩이 길어지고 굽어지게 된다. 이에 따라 기어비가 높은 VPMSM은 외경 대비 적층 높이가 작은 박형 전동기의 경우 권선 저항이 커져 불리하다. 표 3.9은 전동기의 동손을 분석한 것이다. 저항 값의 경우 본 논문에서 사용한 전동기가 박형 전동기이기 때문에 코일 피치가 큰 조합의 경우 높게 나타나게 된다. 상 턴수를 동일하게 하였기 때문에 역기전력 성능이 우수 할수록 요구되는 입력 전류 크기가 줄어들게 된다. 결론적으로 기어 비가 높을수록 요구되는 전류는 줄어들지만, 본 논문에서 채택한 전동기에서는 엔드 와인딩에 의해 권선 저항이 커져 동손에서 불리하게 된다.

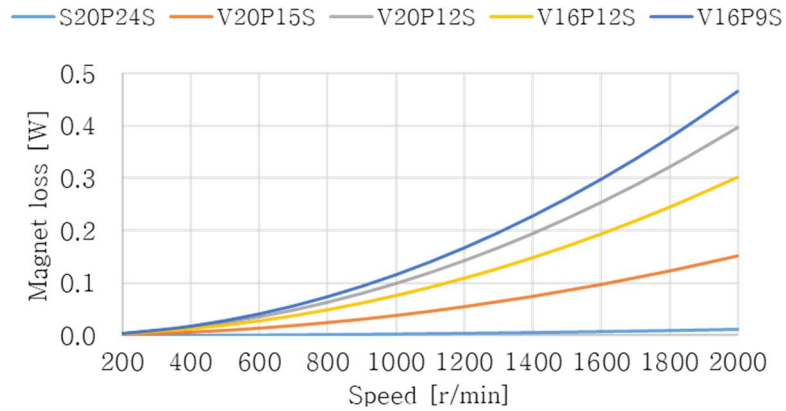
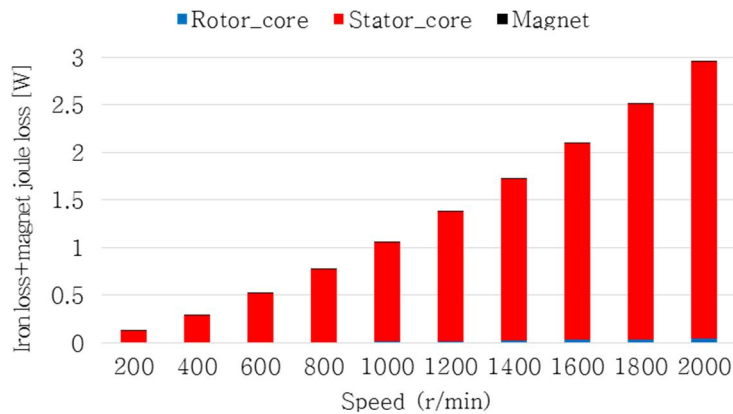


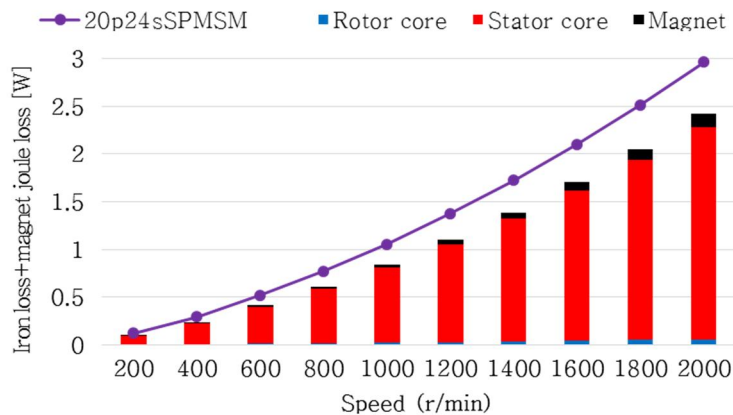
그림 3.26 속도에 따른 영구자석 와전류 손실 비교

Fig 3.26 Comparison of permanent magnet eddy current loss according to the speed

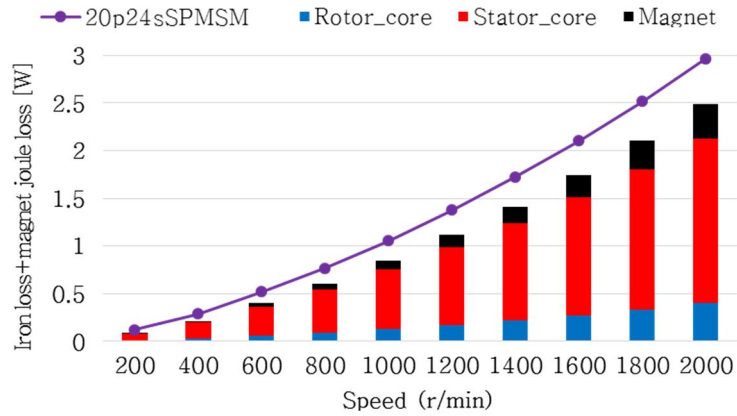
그림 3.26은 영구자석에서 발생하는 와전류를 속도에 따라 나타낸



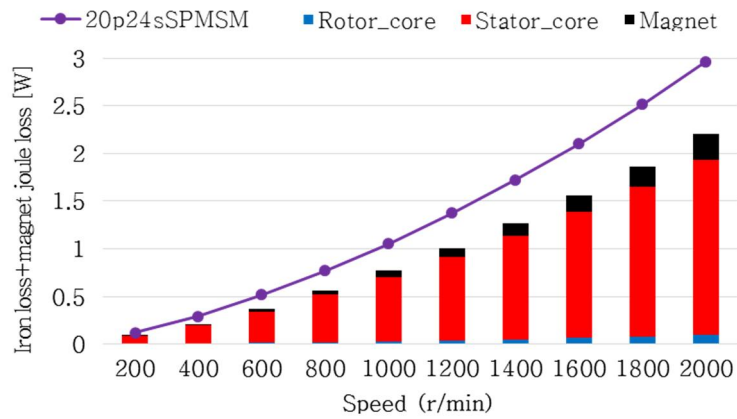
(a) S20P24S



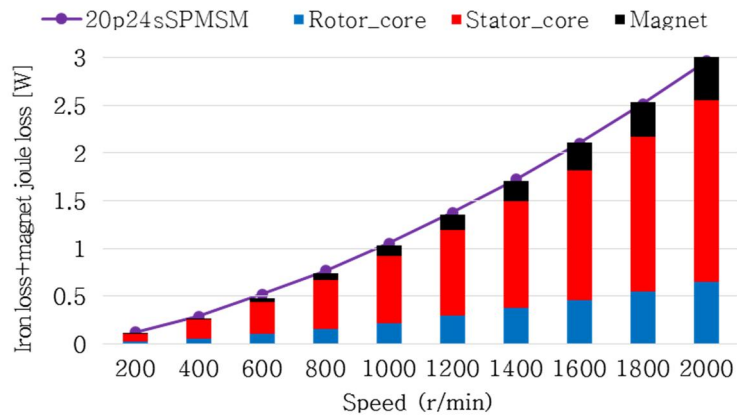
(b) V20P15S



(c) V20P12S



(d) V16P12S

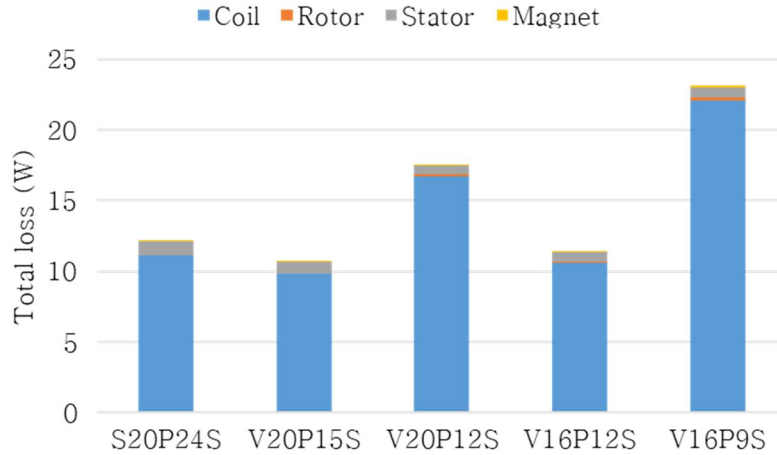


(e) V16P12S

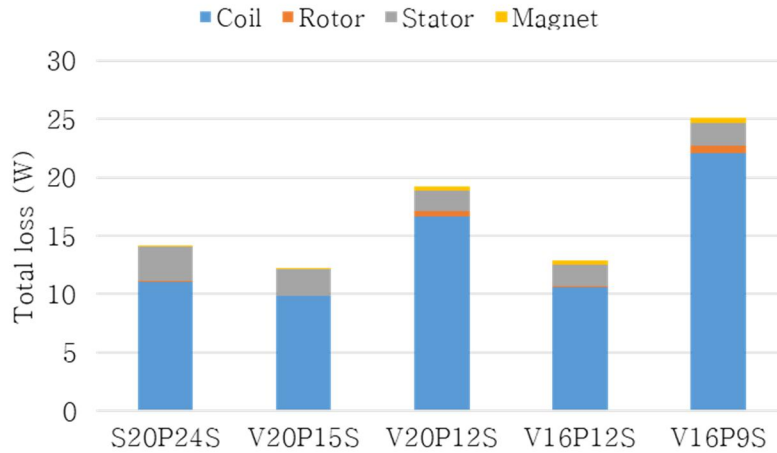
그림 3.27 전동기의 속도에 따른 부하 시 손실 비교

Fig 3.27 Comparison of losses on load condition according to the speed

그래프이다. 그래프를 보면 기어 비가 높은 조합일수록 더 높은 와전류 손실이 발생하는 것을 확인할 수 있다. 기어 비에 정 비례하는 것은



(a) 1000 r/min



(b) 2000 r/min

그림 3.28 전동기의 속도에 따른 총 손실 비교

Fig 3.28 Comparison of total losses according to the speed

아니지만 높은 기어 비, 그리고 슬롯 폭이 클수록 영구자석 와전류 크기가 크게 나타난다.

그림 3.27의 부하 조건에서 그래프들은 동손을 제외한 철손과 영구자석 와전류 손실의 합을 나타낸 그래프이다. 16극 9슬롯을 제외한 나머지 VPMSM은 SPMSM와 비교했을 때 더 낮은 손실을 가지는 것을 확인할 수 있다. 이는 자계변조 효과에 의해 VPMSM의 고정자에서의 자속밀도 분포가 고르게 퍼지면서 철손이 적어지기 때문인데, 16극

9슬롯의 경우 슬롯 개수가 적고 고정자 요크에 자속밀도가 집중되기 때문에 제한된 강판 면적 조건에 의해 요크에 포화가 발생하게 되고, 철손 또한 높게 나타났다.

그림 3.28는 해석을 통해 계산한 동손과 철손을 합한 결과를 1000r/min과 2000r/min에 대해서 정리한 것이다. VPMVM은 회전자 영구자석에 의한 기본 성분 외에도 공간 고조파에 의한 성분이 추가된다. 공간 고조파에 의한 성분은 회전 속도가 VPMSM의 기어 비만큼 배로 가속되기 때문에 고정자와 권선에서는 기본파와 동일한 주파수를 가지게 된다. 이로 인해 기전력이 증가하고 SPMSM보다 낮은 전류밀도에서 동일한 토크 성능을 가진다. 권선 저항이 SPMSM과 유사하거나 작은 VPMSM의 경우 낮은 전류밀도로 인해 동손을 저감할 수 있다. 그리고 공간 고조파에 의해 고정자에서 기본파에 의한 성분과 방향도 분포도 다른 성분이 생기게 되고 이는 VPMSM의 고정자 자속밀도 크기를 낮추는 역할을 한다. 그러므로 고정자 철손의 크기가 작아지게 되고, 저속에서 회전자 철손과 영구자석 와전류 손실을 반영해도 전체 손실은 SPMSM보다 낮은 VPMSM 조합이 생긴다. 그림 3.28에서도 SPMSM을 기준으로 했을 때, 20극 15 슬롯과 16극 12슬롯 VPMSM들의 손실이 더 낮게 나타난다. 반면에 20극 12슬롯과 16극 9슬롯 VPMSM의 경우 전동기 적층이 작고 코일 피치가 큰 관계로 엔드 와인딩에 의해 저항의 크기가 커져 총 손실이 더 높게 나오는 것을 확인할 수 있다.

제 4 장 버니어 영구자석 전동기의 최적 설계

전기기기의 최적 설계를 위한 목적 함수는 일반적으로 비선형 함수이다. 다시 말해, 전기기기 최적화 문제는 다 변수 비선형 문제로 볼 수 있다[55]–[59].

자계변조 효과를 사용하는 VPMSM은 SPMSM보다 다양한 설계변수를 요구한다. 그림 4.1에서 나타나듯이 SPMSM에서 영구자석의 두께에 따른 기전력 세기는 증가하다가 일정 값으로 수렴하지만, VPMSM은 자계변조 효과의 영향으로 영구자석의 두께에 따른 기전력 세기가 증가하다가 감소하게 된다. 또한 자계변조 효과는 슬롯 폭, shoe 형상에 영향을 받기 때문에 SPMSM보다 다양한 설계 변수를 가지고 전기기기의 최적 설계 수행해야 한다.

설계변수가 많은 이러한 유형의 최적화 문제를 위해 GA (genetic algorithm), PSO (particle swarm optimization), 그리고 FPA (flower pollination algorithm) 등 다양한 알고리즘들이 제안되었다 [60]–[62].

전기기기의 최적해를 찾기 위해서 많은 수의 함수 호출이 필요하며, 매 함수 호출마다 FEM을 통한 수치 해석이 필요로 하는데, 이러한 이유 때문에 많은 계산 시간이 필요하게 된다 [63]–[72]. 그리고

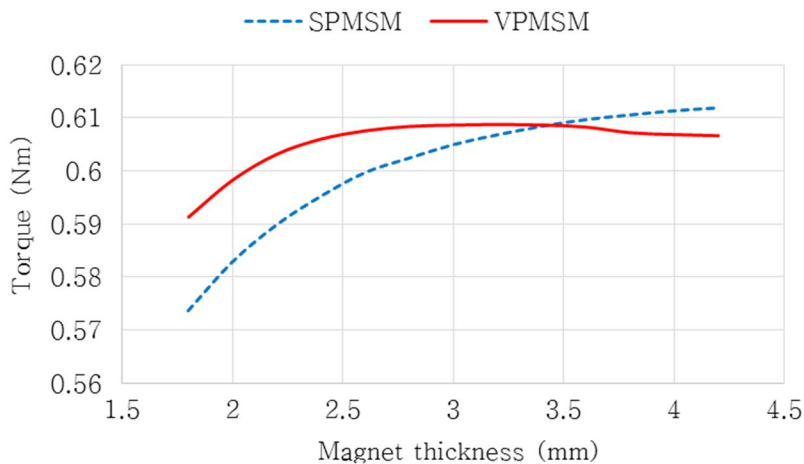


그림 4.1 자석 두께에 따른 토크 크기 비교

Fig. 4.1 Torque comparison by magnet thickness

전기기기 최적 설계는 다변수 비선형 문제를 해결해야 하는 것으로 해석 시간의 증가뿐 만 아니라 최적해에 대한 신뢰도를 낮추는 원인이 된다 [63], [64], [68], [70], [72], [73].

확률론적 최적화 알고리즘은 크게 두 가지 요소로 구성되어 있다. exploitation으로 명명되는 탐색 요소와 exploration으로 명명되는 탐사 요소이다. Exploitation은 기존에 탐색되지 않은 새로운 영역을 탐색하려는 요소이고, exploration은 기존에 탐색된 영역 주변에서 더 자세히 탐색하려는 요소를 나타낸다. 이 두 요소 간의 적절한 균형을 통해 최적화 알고리즘의 탐색 속도와 신뢰성이 결정된다고 볼 수 있다 [60] – [62], [74] – [75].

GA, PSO, 그리고 FPA 같은 잘 알려진 최적화 알고리즘도 이러한 랜덤 성분을 통해 탐색하지 않은 영역을 탐색하게 될 확률을 보장한다. 그러나 이러한 랜덤 성분은 최적해를 찾아가는데 소모되는 시간이 늘어나게 만드는 요소이기도 하다.

제안하는 알고리즘 social insect optimization algorithm (SIOA)는 사회적 곤충들이 먹이를 찾아가는 방법들을 모사해서 만든 알고리즘으로 먹이를 찾아가는 과정에서 곤충들이 서로 정보를 공유하는 과정을 모사해서 만든 알고리즘이다. 제안하는 알고리즘은 무작위 요소를 줄이기 다음 과 같은 방식으로 알고리즘을 구성하였다. 먼저 exploration에서 많이 사용되고 있는 균등 분포가 아닌 정규 분포를 사용함으로써 기존 탐색 영역 주변으로 탐색 집중도를 높였다. 그리고 exploitation에서는 단순 무작위 탐색을 수행하는 것이 아니라 기존 개체들이 가지고 있는 정보 공유 방법들을 통해 무작위 성분을 줄이고 탐색의 효율성과 정확성을 높였다. Exploitation을 위해서 두가지 방법을 제안하여 사용하였는데, 하나는 인근 개체 간의 정보 공유를 통한 인접 영역 탐색 방법과 나머지 하나는 주변 해들의 위치 정보를 기반으로 해서 탐색이 수행되지 않은 방향을 예측하고 탐색을 수행하는 방법이다. 이러한 방법들을 통해 SIOA는 탐사 속도를 높이면서도 정확도를 개선하는 결과를 도출할 수 있었다.

4.1 최적화 알고리즘

제안하는 SIOA 알고리즘에서는 개체들이 영역을 탐색하고 탐색 결과를 기반으로 다음 탐색 영역을 결정하게 된다. 탐색 방법에는 3가지 전략이 사용되었는데, 첫 번째 전략은 전체 탐색 결과 중 가장 우수한 결과물 근처에서 탐색을 진행하는 것이다 이것을 global communication searching (GCS)라고 명명한다. 나머지 두 탐색 방법은 현재까지 탐색한 결과 중 가장 좋은 결과를 배제하고 주변을 탐색하는 방법들이다. 이들은 각각 local communication searching (LCS)와 local exploration searching (LES)이다.

LCS는 가장 인접하게 위치한 개체와 자신의 결과를 비교해 결과가 우수한 방향으로 다음 탐색 방향을 결정하는 탐색 방법으로 현 개체 주변에서 탐색을 진행하는 탐색 방법이다. 그리고 LES는 무작위로 선택한 개체들이 위치한 방향에서 벗어나 탐색이 덜 이뤄진 방향으로 탐색을 수행하기 위한 탐색 방법이다. SIOA의 상세한 구현 과정은 다음과 같다.

(Step 1-1) 기본 조건 설정

최적화하고 싶은 목적 함수를 결정하고 설계 변수의 최대 및 최소 영역 범위를 정의한다. 탐색을 수행할 개체 수를 정하고 개체들이 3 탐색 방법 중 어떤 방식을 선택할지 비율을 결정하는 p_1 와 p_2 를 결정한다.

(Step 1-2) 개체 생성

탐색 범위 내에서 첫 단계에서 설정한 개체 수만큼 무작위로 개체를 생성한다.

(Step 1-3) 탐색 결과 확인

무작위로 배치한 개체들의 목적 함수 값들을 계산한다.

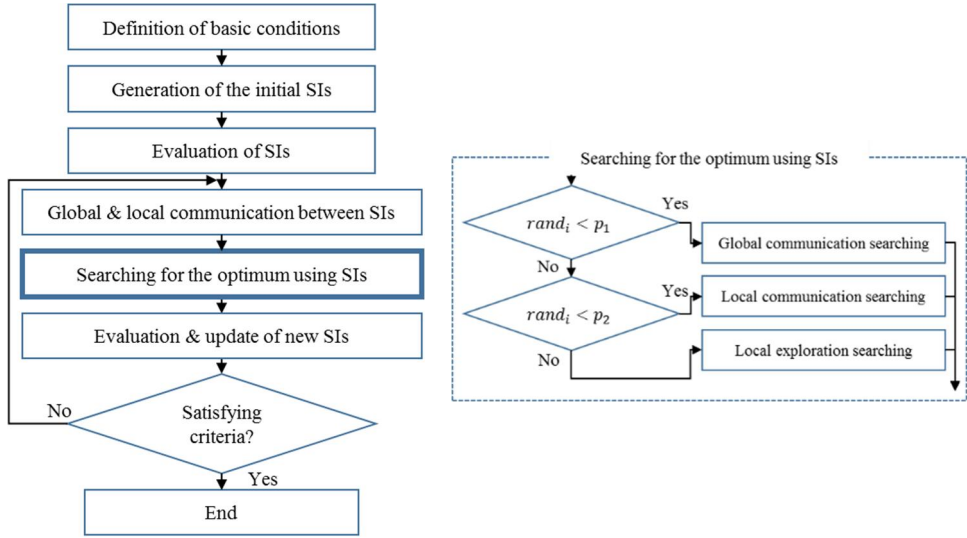


그림 4.2 SIOA의 순서도

Fig. 4.2 Flow chart of SIOA

(Step 1-4) 개체들간의 정보 교류

탐색한 위치에서의 목적 함수 값을 기반으로 전체 개체들 중 최적의 위치에 있는 개체를 찾아 그 개체를 G_{best} 로 정의한다. 이 단계에서 다음 수식에 기반하여 각 개체의 D 계수 계산한다.

$$D = \begin{cases} \text{if} & f(x_i) < f(x_j) & \text{than} & 1 \\ \text{if} & f(x_i) > f(x_j) & \text{than} & -1 \end{cases} \quad (4.1)$$

D 계수는 현 개체의 가장 인접한 위치에 위치한 개체와 목적 함수 값의 비교를 통해 결정된다. x_j 는 x_i 개체와 거리 상 가장 인접하게 위치한 개체를 나타낸다. x_i 가 탐색한 목적 함수 값이 x_j 의 것보다 크다면 계수는 -1 이되고 그 반대의 경우에는 1 이 된다. D 계수는 LCS 탐색 수행 시 탐색 방향을 결정하는 계수가 된다. D 계수가 -1 이 되면 인접한 개체가 있는 방향의 반대 방향을 탐색하고 1 이 되면 인접한 개체가 있는 방향으로 탐색을 수행하게 된다.

(Step 1-5) 개체들을 통한 최적해 탐색

그림 4.2에 나와 있듯이 탐색은 3가지 방법으로 진행된다. 우선 개체들은 $rand_i$ 에 따라 탐색 방법을 결정하게 된다. $rand_i$ 는 0에서 1사이 값을 균일한 확률로 생성하는 무작위 값이다. $rand_i$ 는 탐색이 진행될 때마다 새로 생성하게 된다. $rand_i$ 의 값이 초기에 설정한 p_1 보다 작으면 GCS를 수행하고, p_1 보다 크고 p_2 보다 작으면 LCS를 수행하며 그 외의 경우에는 LES를 수행하게 된다.

본 논문에서는 p_1 와 p_2 를 각각 0.7과 0.9로 설정하였다. 이로 인해 각각 70%, 20% 그리고 10% 확률로 GCS, LCS 그리고 LES를 수행하게 된다. 각 탐색 방법은 다음과 같이 수행한다.

1) GCS

GCS는 최적해가 G_{best} 의 주변에 있을 것이라는 가정하에 G_{best} 주변을 탐색하는 것을 목표로 한다. GCS 방법으로 탐색을 수행할 개체는 다음 수식 (4.2)와 (4.3)를 기반으로 해서 다음 탐색 영역을 결정하게 된다.

$$x_i^{t+1} = x_i^t + \eta \times (G_{best} - x_i^t) \quad (4.2)$$

$$\eta \in N(\nu, \sigma^2), \quad (4.3)$$

여기서 x_i^t 는 t 번째 탐색을 수행하는 i 번째 개체를 나타낸다. 수식 (4.3)에 나와 있듯이 변수 η 은 정규 분포에서 무작위로 선택된 값으로 개체가 이동하는 거리를 결정하는 값이다. ν 는 정규분포의 평균 값을 그리고 σ^2 는 정규분포의 표준편차 값을 나타낸다. 본 논문에서는 ν 와 σ^2 를 각각 0과 1로 설정하였다. 정규분포 값이 크다면 수렴 속도는 느려지지만 해를 탐색할 확률은 높아지게 되고 반대의 경우에는 수렴 속도가 빨라지지만 해의 신뢰도가 낮아지게 된다. 그림 4.3는 GCS의 탐색 방법을 보여주는 예시이다. 정규분포를 사용하는 것은 최대한 G_{best}

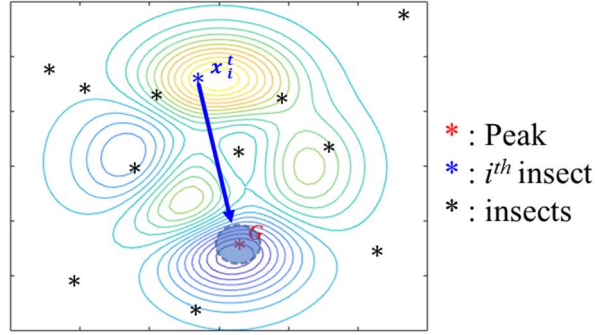


그림 4.3 정점들과 GCS의 예

Fig. 4.3 Example of GCS determination of each peak

의 주변에서 탐색을 수행하기 위해서이다. 그러나 이를 통해 탐색이 진행되지 않은 영역이 발생할 수 있어 LCS와 LES 탐색이 필요로 하게 된다.

2) LCS

그림 4.4에 나와 있듯이 LCS는 현 개체 주변을 탐색하기 위해 가장 인접한 개체와 정보를 주고받고 탐색을 수행하는 방법이다. 인접한 개체와 목적 함수를 통해 얻어진 결과를 비교하고 두 개체 중 상대적으로 우수한 해가 있는 방향으로 탐색 방향을 결정한다. LCS에서도 GCS와 같이 정규분포 η 이 사용된다. D 는 4단계에서

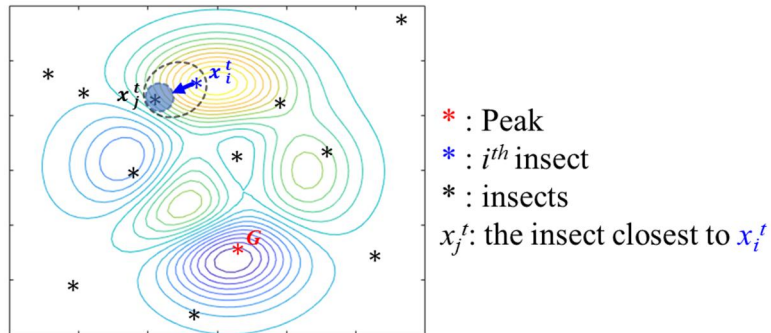


그림 4.4 정점들과 LCS의 예

Fig. 4.4 Example of LCS determination of each peak

계산한 값으로 인접한 개체와 탐색 결과 비교 후 더 나은 해가 위치할 것으로 예상되는 방향을 나타내는 계수이다. GCS는 거리에 상관없이 최적의 해가 위치하는 곳을 향해 이동하는 반면에 LCS는 인접한 해 주변으로 탐색을 수행하게 된다. 이를 통해 탐색이 진행되지 않았던 영역에 대한 탐색 확률을 높인다.

$$x_i^{t+1} = x_i^t + \eta \times D \times (x_j^t - x_i^t) \quad (4.4)$$

3) LES

LES는 탐색이 진행되지 않고 있는 영역을 탐색하기 위한 방법으로 무작위로 선택한 두 개체와 지금 단계까지 탐색해서 나온 최적의 개체 G_{best} 의 위치 정보를 기반으로 해서 탐색이 주로 이뤄지고 있는 방향을 가정하고 그 반대 방향으로 탐색을 수행하는 것을 목표로 한다.

$$x_i^{t+1} = x_i^t - \epsilon \times \{[(G_{best} - x_i^t) + \frac{(x_k^t - x_i^t) + (x_l^t - x_i^t)}{2}]/3\} \quad (4.5)$$

이를 위해 수식 (4.5)와 같이 임의의 두 개체 x_k^t 와 x_l^t 그리고 가장 탐색이 활발하게 이뤄지고 있을 G_{best} 를 이용해 활발하게 탐색이

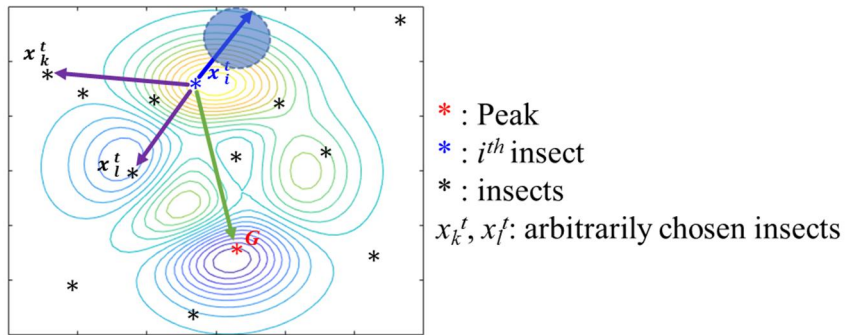


그림 4.5 정점들과 LES의 예

Fig. 4.5 Example of LES determination of each peak

수행되고 있는 방향을 가정한다. ϵ 는 이동 거리를 결정하는 0과 1사이의 무작위 값이다. 수식 (4.5)에 나와 있듯이 3 개체와 현 개체 사이의 벡터를 계산하고 이를 평균 내어서 그 벡터의 반대 방향으로 이동하게 된다.

이 방법은 간단한 정보를 통해 탐색이 덜 이뤄지는 방향을 특정하고 이 방향으로 개체가 탐색을 수행하는 것을 돕는다.

(Step 1-6) 개체 평가 및 개체 이동

이 단계에서는 개체들이 새로 이동한 위치에서 목적 함수 값을 확인하고 그 결과가 이전 위치보다 우수한 지 평가한다. 그리고 결과가 개선되었다면 새로운 위치로 이동하고 그렇지 않다면 이전 위치로 돌아간다. 이로써 최적의 해를 유지할 수 있게 된다.

모든 개체 중 최적해를 가지는 개체를 찾고 그리고 이전 최적해를 가지고 있던 개체와 동일한 개체인지 판별한다. 만약 같은 개체라면 최적해 G_{best} 를 유지하고 새로운 개체가 나타났다면 새로운 개체로 G_{best} 를 변경한다.

(Step 1-7) 종료 조건 만족 여부 확인

종료 조건을 만족할 때까지 4-6 단계를 반복한다. 알고리즘이 종료했을 때 최적해는 G_{best} 가 되게 된다.

4.2 시험 함수를 이용한 알고리즘 성능 검증

알고리즘의 성능을 확인하기 위해 표 4.1의 6개의 시험 함수의 최적해를 탐색을 수행하였다. 알고리즘의 정확성과 수렴 속도를 비교하기 위해 GA, PSO 그리고 FPA 세 최적화 알고리즘을 사용했다 [76].

표 4.1 시험 함수 그룹

Table 4.1. Test function group

시험 함수	탐색 범위	최적 해
$f_1 = \sum_{i=1}^d x_i^2$	$(x_i \in [-5,5])$	$f(0,0,\dots,0) = 0$
$f_2 = 20 \exp \left[-0.2 \sqrt{\frac{1}{d} \sum_{i=1}^d x_i^2} \right] - \exp \sum_{i=1}^d \cos(2\pi x_i) + 20 + e$	$(x_i \in [-15,30])$	$f(0,0,\dots,0) = 0$
$f_3 = \sum_{i=1}^{d-1} \left[100(x_{i+1} - x_i^2)^2 + (x_i - 1)^2 \right]$	$(x_i \in [-5,5])$	$f(1,1,\dots,1) = 0$
$f_4 = 10 \times d + \sum_{i=1}^d (x_i^2 - 10 \cos(2\pi x_i))$	$(x_i \in [-5,5])$	$f(0,0,\dots,0) = 0$
$f_5 = -[\cos((x - 0.1)y)]^2 - x \sin(3x + y)$	$(x, y \in [-1.5,3.3])$	$f(3.0157, -1.0950) = -3.9986$
$f_6 = -(y + 47) \sin \left \sqrt{\frac{x}{2} + (y + 47)} \right - x \sin \sqrt{ x - (y + 47) }$	$(x, y \in [-512,512])$	$f(512,404.2319) = -959.6407$

본 논문에서 최적 설계를 수행하려는 VPMSM은 자계변조 효과를 사용하기 때문에 전동기의 성능에 영향을 미치는 요소가 다양하고, 자계 포화, 손실 등의 영향으로 비선형적인 특성을 가진다. 해석적 기법으로 이러한 비선형적 요소를 반영할 수 없기 때문에 수치 해석을 수행하지 않는 이상 정확한 결과를 예측하기 어렵다.

그렇기 때문에 최적화 알고리즘을 적용해 최적 설계를 진행하기

앞서서 최적화하려는 문제에 유사한 특성들을 가진 시험 함수에서 최적화 알고리즘이 얼마나 정확하고 빠르게 최적해 탐색을 수행하는지 평가를 선행하고 우수한 결과를 가지는 알고리즘을 택해 최적 설계를 수행하게 된다.

이를 위해 본 논문에서는 다음 6개의 시험 함수를 선별하고 알고리즘 성능 검증을 수행하였다.

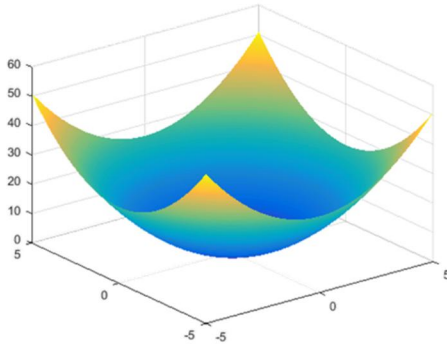
시험 함수 f_1 은 단일 해를 가진 간단한 형태의 시험함수로, 알고리즘이 단순한 문제에서 얼마나 불필요한 탐색을 수행하지 않고 해에 수렴해 가는지 확인하는 용도로 사용된다.

시험 함수 f_2 는 여러 지역해를 가지고 있지만, 최적해와 지역해 간의 값의 차이가 큰 시험함수다. 반면에 f_4 는 최적해와 지역해 간 위치는 명확하게 구분이 되지만 값의 차이가 작은 경우를 나타내는 시험 함수이다. 두 시험함수는 알고리즘이 지역해에 수렴하지 않고 최적해를 탐색해 나가는지 확인하는 용도의 시험 함수이다.

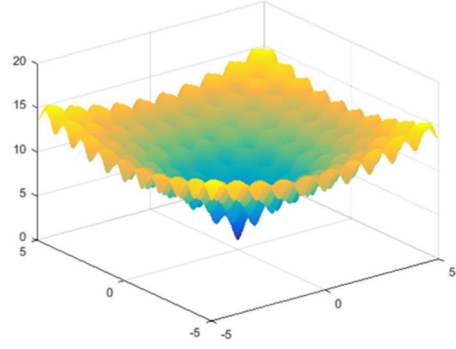
시험 함수 f_3 은 f_1 , f_2 와는 다르게 최적점이 비교적 평평하여 지역 최적해로 수렴하거나 최적해를 찾지 못하는 경우를 확인하기 위한 시험함수이다.

시험 함수 f_1 , f_2 와 f_4 는 중심점에 최적해를 가지면서 중심점을 향해 특정한 규칙성 가지고 해의 값이 변화하는 시험 함수들이다. 반면에 시험 함수 f_5 와 f_6 은 그러한 규칙성들이 작아 비선형적인 실제 문제에 근사한 시험함수 들이다. 표 4.1에 나와 있듯이 f_5 와 f_6 시험 함수들의 최적해 위치는 원점이 아니고, 명확한 정수로 나타나는 것 또한 아니며 최적해의 방향으로 값들이 경향성을 가지고 변화해가는 형태가 아니다.

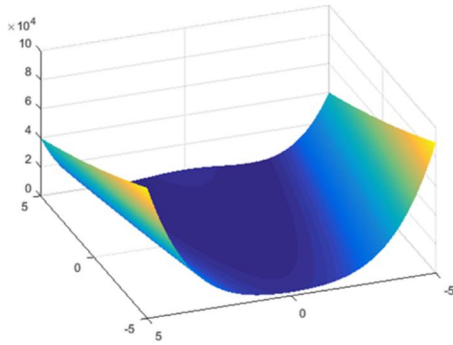
최적화 문제는 해를 알 수 없는 미지의 문제에서 최적해를 효율적으로 정확하게 찾아가는 것이 목적이다. 논문에서 사용한 시험 함수 외에도 여러 복잡하고 난이도 있는 시험 함수들이 존재한다. 그러나 전동기 특성은 비선형성을 띄지만 연속성을 띄고, 사용한 6개의 시험 함수 이상의 복잡성을 띄지는 않는다. 그러므로 6개의 시험 함수를 통한 알고리즘 성능 검증을 통해 알고리즘이 전동기 설계에서 우수한



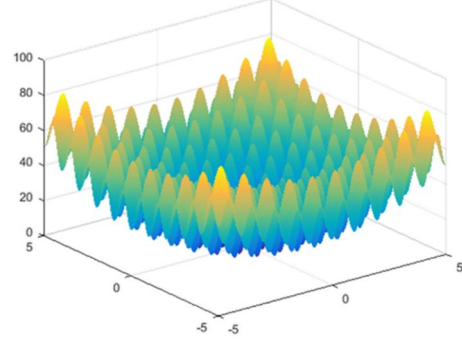
(a) f_1



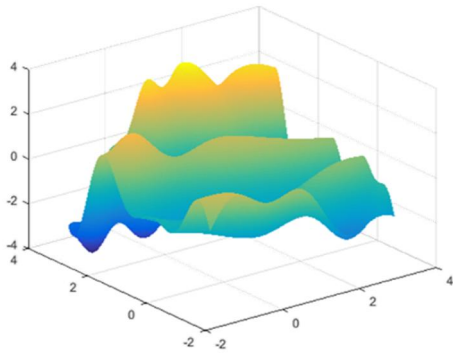
(b) f_2



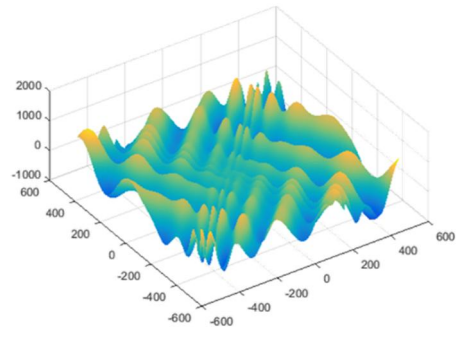
(c) f_3



(d) f_4



(e) f_5



(f) f_6

그림 4.6 SIOA 평가를 위한 시험 함수

Fig. 4.6 Test function for the verification of SIOA

결과를 얻을 수 있을지 예상할 수 있다.

그림 4.6는 표 4.1의 시험 함수들을 나타내는 것이다. 시험 함수 $f_1 \sim f_4$ 는 변수가 두 개 이상으로 설정 가능하지만 그래프로 표현 가능한 것이 2변수까지 이므로 변수가 두 개인 경우를 표시하였다.

표 4.2 시험 함수 그룹에 대한 최적화 결과
Table 4.2 Optimization results of test function group

Fun. #	Alg.	No. of function calls	Mean	Std.
f_1	GA	1691	5.94E-04	1.29E-03
	PSO	1553	1.50E-05	3.54E-04
	FPA	1148	1.70E-05	2.60E-05
	SIOA	1003	8.00E-06	1.60E-05
f_2	GA	8223	1.69E-01	4.61E-01
	PSO	2648	3.07E-03	9.65E-02
	FPA	2540	2.18E-04	2.06E-04
	SIOA	2109	1.39E-04	1.64E-04
f_3	GA	8207	4.37E-03	2.01E-02
	PSO	2278	5.81E-03	7.59E-02
	FPA	2364	5.43E-03	1.35E-02
	SIOA	2162	3.13E-03	6.51E-03
f_4	GA	8710	4.02E-02	1.99E-01
	PSO	2053	3.54E-01	5.65E-01
	FPA	2661	3.22E-02	2.24E-01
	SIOA	2197	2.79E-02	1.64E-01
f_5	GA	9045	2.03E-02	6.40E-02
	PSO	3489	1.03E-01	2.46E-01
	FPA	4476	3.91E-10	1.54E-14
	SIOA	3769	3.91E-10	8.13E-15
f_6	GA	8301	4.29E+01	4.68E+01
	PSO	1944	1.06E+02	9.32E+01
	FPA	2064	7.86E-01	8.87E+00
	SIOA	1981	5.41E-01	5.41E+00

Fun. # = 시험 함수 번호, Alg. = 최적화 알고리즘 이름,
No. of function calls = 함수 호출 횟수,
Mean = 알고리즘이 찾은 해와 최적해 사이의 오차의 평균 값,
Std. = 오차 표준편차 값.

SIOA 성능을 검증하기 위해 사용한 GA와 PSO, 그리고 FPA에는

개체 수 P 부터 해서 다양한 값들을 설정해 주어야 한다. 개체 수는 SIOA를 포함한 네 알고리즘 모두 50으로 설정하였고, 알고리즘들의 설정 값들은 기본적으로 자주 사용되는 값들로 설정하였다. 종료 조건은 상위 20% 개체들이 5단계동안 0.1% 이내의 변동율을 유지하면 탐색을 종료하는 것으로 했다.

표 4.2는 시험 함수에서 알고리즘들이 탐색을 수행한 결과이다. 탐색을 천 번 수행하고 평균을 낸 값들이다. 표에서 글씨체가 굵고 기울여진 값들이 가장 우수한 값들이다.

찾은 값의 평균과 그 값의 표준편차는 작을수록 정확하며, 6개의 시험함수에서 SIOA가 가장 우수하다. 그러나 시험 함수 $f_4 \sim f_6$ 에서는 PSO가 수렴 속도면에서 더 빠르다는 것을 확인할 수 있으나 PSO가 찾은 값의 평균과 표준편차를 보면 그 결과에 오차가 많음을 확인할 수 있다. 때문에 값의 정확성과 탐색 속도를 모두 고려했을 경우 SIOA가 우수하다는 결론을 내릴 수 있다.

4.3 로봇 관절용 버니어 영구자석 전동기 상세 설계

그림 4.7은 실제 시중에 사용중인 로봇 관절용 전동기를 보여주고 있다. 로봇 관절은 협소한 공간 안에 전동기를 포함한 모든 요소들이 들어가야 하기 때문에 작으면서도 높은 토크 성능을 가지고 있어야 한다. 로봇은 인간을 보조하거나 대체하는 용도로 사용되기 때문에 정밀성 또한 매우 중요하다. 소형 고 토크 및 정밀한 제어성의 요구 사항을 만족하기 위해 로봇용 전동기는 대부분 SPMSM를 사용하고 있다.

표 4.3는 본 논문에서 설계한 로봇 관절용 전동기 설계의 요구 조건 및 제한 조건을 나타내고 있다. 본 논문에서 설계한 전동기는 그림 4.7과 같이 적층이 직경에 비해 얇은 박형 전동기이다. 높은 토크와 충분한 축 크기를 확보하기 위해 회전자는 다극으로 설계가 되었다.

조건에 맞는 VPMSM을 설계하는 과정에 앞서 간략하게 비교 대상인 SPMSM이 어떤 조건에서 설계되었는지 설명하도록 하겠다.

4.3.1 로봇 관절용 표면 부착형 영구자석 전동기 설계 과정

본 절에서는 로봇 관절용 VPMSM의 효율 개선 효과를 검증하기



그림 4.7 로봇 관절용 전동기 예시

Fig. 4.7 Example of robot joint motor

표 4.3 설계 요구 조건 및 제한 조건

Table 4.3 Requirement and constraint

항목	성능
단자전압 [VDC]	48
제어 방식	BLAC
정격 출력 [W]	65
정격 전류 [Arms]	5
최대 전류 [Arms]	10
정격 속도 [r/min]	1000
최대 속도 [r/min]	2000
정격 토크 [Nm]	0.6
회전자 내경 [mm]	27
고정자 외경 [mm]	70
적층 길이 [mm]	11
공극 길이 [mm]	0.5

위한 기존 로봇 관절용 SPMSM의 설계 과정에 대해 설명한다. 이를 통해 논문에서 사용한 로봇 관절용 SPMSM이 주어진 조건에서 최적의 조건을 가지는 전동기임을 설명하고자 한다.

A. 전압 제한 및 전류 제한 결정

전동기의 제어를 위해서는 PWM을 사용하여 순시적인 전류 제어 특성을 구현한다. 본 설계에서는 15%의 전압 여유를 두었고 이때, 전동기의 상 전압 제한은 다음과 같이 정의할 수 있다 [77].

$$V_{max} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} (0.85) \quad (4.6)$$

본 설계의 경우 단자전압이 48 V이므로 수식 (4.6)에 따라 단자전압 제한은 40.8 V로 결정하였다. 표 4.3의 제한 값은 전동기의 용량, 냉각,

구동 온도에 의해 결정되는 전류 밀도를 기준으로 열적 안정성이 보장되는 한도 내에서 결정된다. 기존 BLAC 전동기의 실험 결과를 바탕으로 열적인 안정성이 보장되는 전류 밀도를 설계에 적용하였다.

B. 극 슬롯 조합 결정

전동기의 극 슬롯 조합의 선택은 설계의 기본이며 시작이다. 극 수와 슬롯 수에 따른 회전자와 고정자의 요크 및 치 두께는 아래와 같은 관계를 갖는다 [78].

$$\omega_{st} = \frac{2\pi r_g B}{n_s l_{st} B_{st}} \quad (4.7)$$

$$\omega_{sy} = \frac{\pi r_g B}{n_{r-p} l_{st} B_{sy}} \quad (4.8)$$

$$\omega_{ry} = \frac{\pi r_g B}{n_{r-p} l_{st} B_{ry}} \quad (4.9)$$

여기에서 ω_{st} 와 ω_{sy} , ω_{ry} 및 B_{st} 와 B_{sy} , B_{ry} 는 각각 고정자 치와 요크, 회전자 요크의 두께 및 해당 자속밀도를 나타낸다. r_g 는 회전자 반경의 길이, B 는 공극 자속밀도, l_{st} 는 적층계수를 의미한다. 위 식에 따르면 고정자 치의 두께는 슬롯 수에 반비례하며, 고정자와 회전자 요크의 두께는 극 수에 반비례하는 것을 알 수 있다. 즉, 동일한 공극자속 밀도에 대하여 극 수가 증가할수록 회전자와 고정자 요크의 필요 두께는 감소하며, 그만큼 권선을 위한 슬롯면적에 여유가 발생하여 전동기의 중량과 체적저감에 유리하다. 또한 동일한 극 수에서는 슬롯 수가 변하더라도 회전자와 고정자 요크의 필요 두께는 동일하고 매극 매상 슬롯수만 달라지기 때문에, 슬롯의 총면적과 점적율은 변하지 않는다. 따라서 전동기의 토크를 증대시키기 위해서는 우선적으로 극 수를

높이고 해당 극 수에 적합한 슬롯 수 중 권선계수가 가장 높은 조합을 선택해야 한다. 극 수 증가에 따른 입력 주파수와 철손의 증가를 감안한 최대 극 수 제한은 필요하다 [78], [79].

앞서 표 3.3에서 일반 영구자석 전동기의 극 슬롯 조합에 따른 권선계수를 나타냈다. 권선계수는 영구자석에 발생한 자속이 고정자 권선에 쇄교하는 정도를 나타낸다. 구체적으로는 단층(Single layer) 전절(Full pitch)의 정수 슬롯(Integer slot) 권선에 의한 쇄교자속과 해당 권선에 의한 쇄교자속의 비를 의미한다. 표 3.3에 제시된 다양한 조합 중에서, 극수 = 슬롯수 ± 1 , 슬롯수 = $9+6k$ ($k = 0, 1, 2, \dots$)의 관계를 만족하는 경우 상대적으로 높은 권선계수를 갖는 것을 확인할 수 있다. 하지만 이러한 조합은 고정자 기자력에 의한 반경방향 힘이 불균형적으로 발생하여 진동과 소음문제를 야기시킬 수 있다[80]–[82].

동일한 상당 직렬 턴 수를 갖는 고정자에 대하여, 병렬회로수의 증가는 전류의 경로 증가를 의미하고, 이는 단일 경로에 흐르는 전류의 감소를 의미한다. 전류 크기의 감소는 코일선경의 감소와 슬롯 이용률의 증대를 가능하게 하여, 결과적으로 전류밀도 감소 혹은 모터 상수 증대에 기여할 수 있다. 이때 코일선경의 감소에 따른 슬롯 이용률의 향상은 환형코일을 적용한 분할코어 형태와 같이 점적률을 극대화할 수 있는 전동기 구조에서 증대 효과가 더욱 우수하다. 따라서 권선 내부에 순환전류가 발생하지 않는 한 병렬회로수가 증가할수록 주어진 공간의 활용과 출력밀도 향상에 유리하다고 할 수 있다.

기본적으로 코깅 토크의 주기는 극 슬롯의 최소 공배수와 같고, 주기가 증가할수록 코깅 토크의 크기는 작아진다 [81]–[86]. 본 논문에서 사용한 로봇 관절용 SPMSM의 경우 분할코어를 적용하여 고정자 철심을 구성하기 때문에 슬롯 오픈 폭을 최소화하여 제작이 가능하다. 오픈 폭의 저감은 공극 자기저항의 변화량을 감소시키고 보다 매끄러운 공극자속밀도의 분포를 가능하게 하여, 고정자 치의 세부형상에 대한 별도의 수정 없이도 코깅 토크를 작게 만들 수 있다. 이에 따라 본 논문에 사용된 로봇 관절용 SPMSM는 20극 24슬롯

표 4.4 SPMSM 상세 특성

Table 4.4 Detailed characteristics of SPMSM

극/슬롯	권선계수	최대 병렬회로수	코강토크 주기
20/24	0.966	4	120

조합을 최종적으로 선정하였다. 해당 조합의 특성을 표 4.4에 정리하였다.

C. 회전자 영구자석 선정

회전자의 영구자석이 만들어내는 쇠교 자속을 증가시키기 위해서는 잔류 자속 밀도가 높은 자석 재질을 사용하거나 자속 밀도를 높일 수 있는 구조로 설계를 해야 한다 [87]. 본 설계에서는 영구자석이 만들어내는 쇠교 자속을 늘리기 위해 영구자석의 재질을 잔류 자속 밀도가 1.32 T로 높은 N-45SH로 선정하였다.

4.3.2 로봇 관절용 버니어 영구자석 전동기 상세 설계

A. 버니어 영구자석 전동기 종류 선택

3.1장에서 다루었듯이 다양한 형태의 VPMSM가 존재한다. 그 중에서 이중 구조 VPMSM는 토크 성능은 가장 우수하지만 컵 모양의 회전자를 박형으로 제작하기 어렵고, 강건성이 낮아지며, 내측 고정자가 들어갈 공간을 확보하기 어려워 본 논문에서는 제외하였다. 그리고 FMP VPMSM의 경우 내전형으로 설계하였을 때 노치에 의한 코일 면적 저감으로 성능이 낮아진다. 본 논문의 로봇 관절용 전동기는 충분한 축 크기가 확보되어야 하고 외전형으로 설계하는데 어려움이 있어 FMP VPMSM 또한 제외하였다. 그래서 본 논문에서는 기본형 VPMSM를 가지고 로봇 관절용 전동기를 설계하였다.

B. 버니어 영구자석 전동기 극 슬롯 조합 결정

표 3.2에서 VPMSM으로 설계 가능한 극 슬롯 조합을 확인할 수 있다. 극 수는 로봇 관절용 SPMSM에서 설명하였듯이 입력 주파수를 고려하여 최대 20극으로 선정하였기 때문에 20극과 16극의 조합을 선정하였다. 이때 가능한 VPMSM 조합 중 20극 18슬롯과 16극 15슬롯은 표 3.5를 통해 VPMSM의 권선계수를 확인한 결과 일반 전동기로 설계하였을 경우와 차이가 없어 제외하였다.

선정한 VPMSM 조합은 3장 극 슬롯 조합에 따른 VPMSM 특성에서 선정한 4개의 조합과 동일하며 4 전동기의 단면도는 그림 3.15 나타나 있다.

표 4.5 선정한 VPMSM 권선 특성

Table 4.5 Winding characteristics of VPMSM

설계 사양	V20P15S	V20P12S	V16P12S	V16P12S
극	20	20	16	16
슬롯	15	12	12	9
기어 비	2	5	2	8
매극 매상 슬롯수	0.5	1	0.5	1.5
권선 종류	분수 슬롯	정수 슬롯	분수 슬롯	분수 슬롯
코일 피치	1	1~3	1	1~4
VPMSM 권선계수	0.885	1.245	0.893	1.568

표 4.5는 선정한 조합들의 기어 비와 권선 특성을 정리한 것이다. 20극 12슬롯과 16극 9 슬롯의 경우 정수 슬롯 및 분수 슬롯 권선을 사용해야 최대 성능이 보장된다. 표 4.5에 가능한 코일 피치의 범위가 주어져 있지만 두 조합의 경우 낮은 코일 피치를 사용할 경우 자계변조 효과를 제대로 사용할 수 없게 된다.

C. 제한 조건에 적합한 전동기 선별

선별한 전동기들을 로봇 관절용 SPMSM과 동일한 조건에서 설계한 후 FEM을 통해 분석을 진행하였고 이를 통해 최종 모델을 선정하였다. 선정 기준은 SPMSM과 동일한 자석양, 강판 적층 높이, 크기, 전류밀도 등으로 설계한 상태에서 정격 운전점, 토크 0.6 Nm 속도 1000r/min에서의 효율 비교를 진행하였다.

표 4.6 VPMSM 효율 분석 결과

Table 4.6 Efficiency analysis results of VPMSM

	V20P15S	V20P12S	V16P12S	V16P12S
동손 [W]	9.84	16.70	10.61	22.12
철손 [W]	0.85	0.85	0.78	1.03
효율 [%]	76.8	61.8	75.2	49.7

표 4.6은 FEM을 통해 계산한 손실 결과를 기반으로 전동기의 효율을 계산한 결과이다. 이 결과를 토대로 VPMSM 조합을 선택하고 최적 설계를 진행한다.

4.3.3 로봇 관절용 버니어 영구자석 전동기 최적 설계

그림 4.8은 앞서 검토한 4개 조합의 VPMSM 중 최종 선별한 VPMSM을 보여주고 있다.

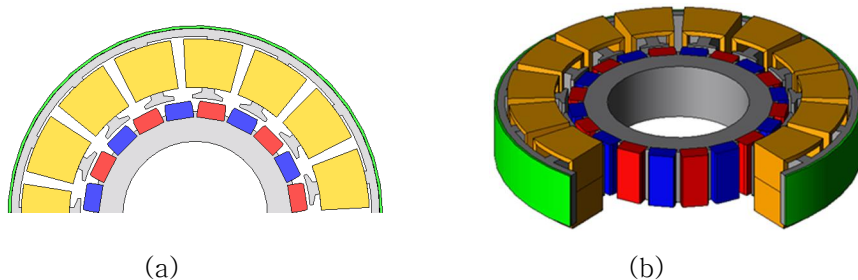


그림 4.8 로봇 관절용 VPMSM

Fig. 4.8 Robot joint VPMSM

본 논문에서 사용한 로봇 관절용 전동기가 최대 외경 대비 강판 적층이 작은 박형 전동기이기 때문에 20극 12슬롯과 16극 9슬롯의 경우 넓은 코일 면적과 긴 엔드 와인딩에 의해 동손이 커졌다. 이로 인해 다른 조합들 대비 효율이 낮다. 남은 20극 15슬롯 조합과 16극 12슬롯 조합이 근사한 결과를 보여주었고, 그 중에서 효율이 더 높은 20극 15슬롯을 선택해 최적 설계를 수행하였다.

A. 목적 함수 및 설계 변수

앞서 설명하였듯이 VPMSM은 자계변조 효과에 영향 때문에 퍼미언스에 영향을 미치는 설계변수를 고려해 설계가 되어야 한다. 그림 4.1의 결과를 통해 자석 두께에 따라 때로는 성능이 저감되기도 한다. 그리고 자계변조 효과에 핵심적인 회전자에서 설계 변수는 자석의 길이 l_1 과 폭 t_1 , 그리고 무부하 코깅 토크와 토크 리플을 저감하기 위한 l_2 을 변수로 설정하였다. 각 변수의 제한은 자석의 길이 l_1 은 극 호 길이에서 영구자석을 직사각형으로 제작하고, 회전자에 삽입하기 위한 영역 확보를 위해 6mm보다 작게 하였고, l_2 는 l_1 보다 작은 값이 되도록 하였다. 자석의 폭 t_1 은 영구자석의 총 단면적이 SPMSM의 영구자석 총 단면적 306.6mm^2 보다 늘어나는 것을 방지하기 위해 SPMSM 자석

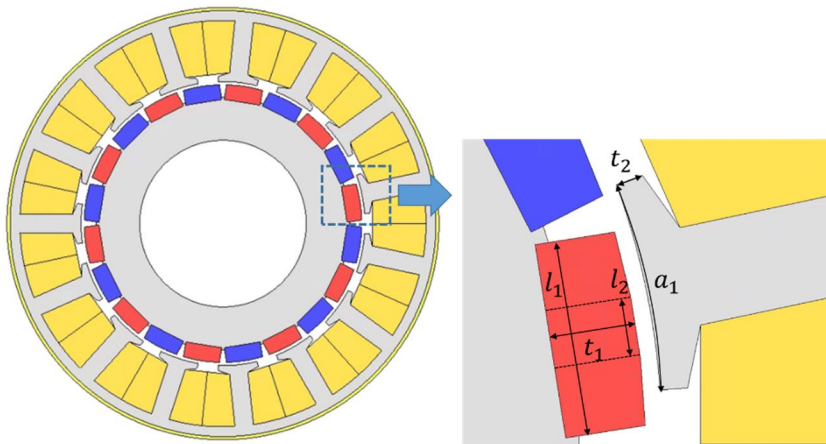


그림 4.9 VPMSM의 최적화를 위한 설계 변수

Fig. 4.9 Design variables for VPMSM

단면적보다 같거나 작아지도록 설정하였다. 고정자에서 설계 변수는 슬롯 폭을 결정하는 a_1 와 치의 shoe 두께를 결정하는 t_2 로 설정하였다. a_1 는 VPMSM의 권선계수 계산 과정에서 계산한 8° (반올림 값)의 전후 범위로 7.5° 에서 8.5° 사이 값이 되도록 하였고, t_2 는 권선 설계를 위해 1.5mm 이하가 되도록 하였다.

$$0 < l_1 \leq 6 \quad [\text{mm}] \quad (4.10)$$

$$0 < l_2 \leq l_1 \quad [\text{mm}] \quad (4.11)$$

$$0 < t_1 \leq 306.6/(2n_{r-pp}l_1) \quad [\text{mm}] \quad (4.12)$$

$$0 < t_2 \leq 1.5 \quad [\text{mm}] \quad (4.13)$$

$$7.5 \leq a_1 \leq 8.5 \quad [^\circ] \quad (4.14)$$

실수 범위에서 해석을 수행하면 불 필요한 탐색이 수행될 수 있으므로 소수점 1의 자리 실수를 가지고 탐색을 수행하였고, FEM 해석 시간의 저감 및 탐색 속도 개선을 위해 탐색 지점의 결과 값(설계변수 및 목적함수 값)을 저장하고 동일한 지점에 대한 탐색이 이뤄질 경우 반영되도록 했다.

목적함수는 효율과 코깅 토크를 조건으로 두 값이 최소화되도록 설계를 진행하였고 효율에 가중치를 더 주어 최적화를 수행하였다.

$$y = w_1 \frac{1}{\eta_{eff}} + w_2 \frac{1}{\tau_{co}} \quad (4.15)$$

$$\eta_{eff} = \frac{P_{out} - P_{loss}}{P_{in}} \quad (4.16)$$

$$P_{out} = \omega_r \times \tau_e \quad (4.17)$$

$$P_{loss} = P_{iron} + P_{mag_loss} \quad (4.18)$$

$$P_{in} = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} v(t) \cdot i(t) dt \quad (4.19)$$

y 는 최소화하려는 목적함수 값을 나타내고, w_1 와 w_2 는 각각 0.7, 0.3인 가중치 값이며, η_{eff} 는 전동기의 효율 값, τ_{co} 는 무부하 코깅토크 값을 나타낸다. P_{loss} 는 철손 P_{iron} 과 영구자석 와전류 손실 P_{mag_loss} 를 합한 값이며, P_{out} 은 회전자 각속도 ω_r 와 평균토크 τ_e 의 곱으로 계산하였다. P_{in} 은 전기각 한 주기 T 동안 전압 $v(t)$ 와 전류 $i(t)$ 의 곱을 적분한 값을 T 로 평균낸 값을 사용하였다. 최적 설계 결과 총 1352번의 FEM 해석이 진행되었고 이를 통해 아래 표와 같은 결과가 도출되었다. 최적화 결과가 적용된 VPMSM의 성능은 다음 단에서 SPMSM과 함께 비교하겠다.

표 4.7 최적 설계 결과

Table 4.7 Optimization result

l_1 [mm]	l_2 [mm]	t_1 [mm]	t_2 [mm]	α_1 [°]
5.9	1.9	2.6	0.8	7.9

B. 버니어 영구자석 전동기 최적 설계 결과 및 로봇 관절용 표면 부착형 영구자석 전동기와 비교

표 4.8은 비교를 위한 SPMSM와 최종 결정된 VPMSM의 설계 사양과 요구 조건을 정리한 것이다. 최적화 결과 자석의 두께가 얇아져 VPMSM에 사용되는 총 자석 양이 SPMSM보다 줄어든 것을 확인할 수 있다. 이는 앞서 그림 4.1을 통해 설명하였듯이 자계변조 효과를 사용하는 VPMSM은 자석 두께가 커질수록 토크 성능이 증가하지 않기 때문에 더 얇은 자석 두께의 결과가 도출되었다.

표 4.8 전동기의 요구 조건 및 설계 사양
Table 4.8. Requirements and specifications of motor

항목		SPMSM	VPMSM
요구 조건	정격 출력 [W]	65	
	정격 토크 [mNm]	600	
	정격 속도 [r/min]	1000	
	최대 속도 [r/min]	2000	
	THD [%]	3.5 이하	
	코깅 토크 [$\text{Nm}_{\text{pk-pk}}$]	0.04 이하	
설계 사양	극 수/슬롯 수	20/24	20/15
	자석 두께 [mm]	3	2.6
	총 자석 단면적 [mm^2]	306.6	299.7
	코어 재질	35PN230	
	영구자석 재질	N-45SH ($B_r : 1.32 \text{ T}$)	

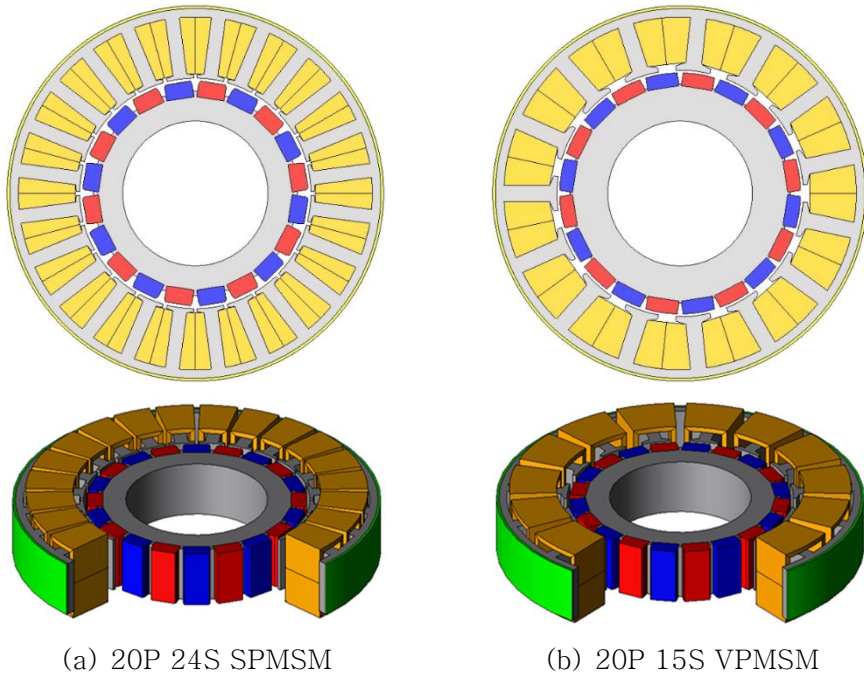


그림 4.10 최종 VPMSM 및 SPMSM 형상
Fig. 4.10 Shape of final VPMSM model and SPMSM

VPMSM의 최종 설계 형상은 그림 4.10 (b)와 같다. 표 4.8은 두

전동기를 정격 운전점에서 비교한 결과를 보여주고 있다. SPMSM과 성능 비교에서 토크 리플과 평균 토크가 개선되었지만 역기전력 THD와 무부하 코깅토크는 SPMSM보다 성능이 상대적으로 낮다. 이는 최적화를 효율에 중점을 두고, 코깅 토크는 다음 순으로의 결과이다. 이는 표 4.8의 요구조건을 만족하므로 최종 결과로 선택하였다.

VPMSM의 경우 높은 토크 성능에 의해 부하 시 사용되는 전류가 적고 이로 인해 동손이 저감되어 효율이 개선되는 것을 확인할 수 있다. 자석손은 VPMSM가 더 크지만 전체 손실 중에서 비중이 높지 않기 때문에 최종적으로 비교했을 때 VPMSM가 유리하다는 것을 확인할 수 있다.

그림 4.11은 두 전동기의 회전자 위치에 따른 정적 토크 변화를 나타낸 것이다. VPMSM의 경우 자계변조 효과에 의한 공간 고조파가 공극 자속밀도에 발생하지만 고정자 치를 거쳐 고정자 권선에 쇄교하는 자속은 영구자석 회전자에 의한 기본파 성분과 동일한 주파수를 가지므로 SPMSM과 동일한 형태의 정적 토크 변화를 나타낸다.

표 4.9 SPMSM와 VPMSM FEM 해석 결과

Table 4.9. FEM analysis result of SPMSM and VPMSM

			SPMSM	VPMSM
무부하 [1000 r/min]	역기전력	RMS [V_{rms}]	6.04	5.95
		THD [%]	1.42	3.06
	코깅 토크 [Nm_{pk-pk}]		0.015	0.037
정격 부하 [1000 r/min]	전류 밀도 [A/mm^2]		10.09	9.16
	입력 전류 [A]		5.05	5.02
	출력 토크 [Nm]		0.6	
	토크 리플 [%]		2.63	3.60
	손실	동손 [W]	18.29	15.4
		철손 [W]	1.11	1.05
		자석손 [W]	0.09	0.86
	효율 [%]		75.2	78.1

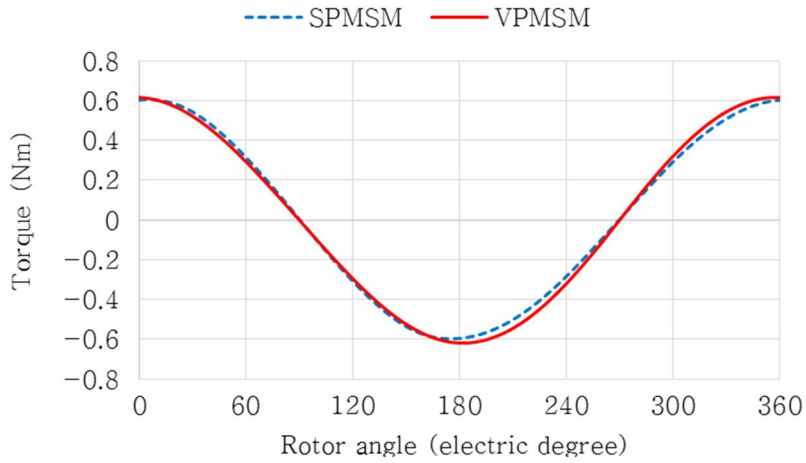


그림 4.11 회전자 위치에 따른 정적 토크 변화
Fig. 4.11 Static torque variation depending on rotor position

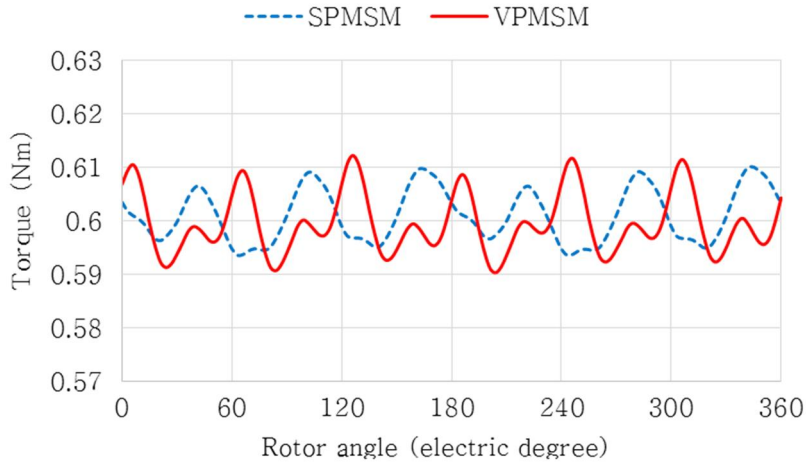


그림 4.12 최종 SPMSM 및 VPMSM 부하 토크 비교
Fig. 4.12 Comparison of load torque of VPMSM and SPMSM

그림 4.12는 두 전동기의 정격 운전점에서 토크를 분석한 결과이다. 표 4.9에서 코깅 토크와 평균 토크의 비율을 계산하면 SPMSM은 2.5%이고 VPMSM은 6.2%인 반면에 토크 리플의 경우 SPMSM은 2.6%이고 VPMSM은 3.6%이다. 공간 고조파를 기전력에 사용하는 VPMSM이기 때문에 코깅 토크에 영향을 주는 공간 고조파가 토크 리플에는 영향을 주지 않아 저감되었을 것이라 예측할 수 있다[98].

표 4.10 SPMSM과 VPMSM 효율 해석 결과 비교

Table 4.10. Comparison of SPMSM and VPMSM efficiency analysis results

Speed (r/min)	Load 0.5 Nm			Load 0.6 Nm			Load 0.7 Nm		
	SPMSM	VPMSM	%P	SPMSM	VPMSM	%P	SPMSM	VPMSM	%P
400	60.4%	64.7%	4.3%	56.3%	60.8%	4.5%	52.4%	57.2%	4.8%
600	69.5%	72.8%	3.3%	66.1%	69.6%	3.5%	62.6%	66.4%	3.8%
800	74.2%	77.2%	3.0%	71.3%	74.6%	3.3%	67.5%	72.1%	4.6%
1000	77.6%	80.3%	2.7%	75.2%	78.1%	2.9%	72.7%	76.0%	3.3%
1200	79.9%	82.3%	2.4%	77.9%	80.5%	2.6%	75.7%	78.6%	2.9%
1400	81.3%	83.4%	2.1%	79.6%	82.0%	2.4%	77.7%	80.4%	2.7%
1600	82.8%	84.7%	1.9%	81.4%	83.2%	1.8%	79.6%	81.6%	2.0%
1800	84.1%	85.5%	1.4%	82.9%	84.2%	1.3%	81.3%	82.7%	1.4%
2000	84.8%	86.0%	1.2%	83.8%	85.0%	1.2%	82.4%	83.6%	1.2%

표 4.10은 두 전동기의 운전점에 따른 효율을 비교한 결과이다. 저속, 고 토크에 갈수록 개선되는 효율의 정도가 미세하게 커지고 있다. 운전점에 따라 차이가 있지만 VPMSM의 효율이 최소 1.2%에서 최대 4.8%까지 개선되는 것을 확인할 수 있다.

제 5 장 시험용 전동기의 제작 및 실험

본 논문에서 제안한 로봇 관절용 VPMSM의 설계 결과를 검증하고 로봇 관절용 SPMSM과의 효율 비교를 위해 전동기를 제작하고 시험평가를 수행하였다.

5.1 시험용 버니어 영구자석 전동기 제작

그림 5.1은 제작된 SPMSM와 VPMSM의 회전자, 그리고 고정자의



(a) SPMSM 회전자



(b) VPMSM 회전자



(c) SPMSM 고정자



(d) VPMSM 고정자

그림 5.1 시험용 전동기의 구조

Fig. 5.1 Structure of a test motor

구조를 나타내고 있다. SPMSM은 로봇 관절용으로 최적 설계 및 제작된 실제 모델을 가져온 것이다. VPMSM의 회전자 영구자석의 경우 SPMSM의 회전자와 달리 검은 빛을 띠는 것을 확인할 수 있는데, 이는 자석 표면에 코팅 유무의 차이이며, 전동기 성능에 영향을 주지 않는다.

표 5.1은 제작된 전동기의 권선 저항을 측정한 결과로 기본적으로 VPMSM보다 SPMSM의 권선 저항이 높게 나타났다. 저항의 설계 값과 측정 값 사이에는 1.5% 이하의 오차가 발생하였고, 이는 문제되지 않는 범위에 위치하고 있다.

표 5.1 권선 저항 측정 결과

Table 5.1 Test result of winding resistance

구분		설계 결과 [$m\Omega$]	측정결과 [$m\Omega$]	오차 [%]
SPMSM	U-V	800	790.4	1.2
	V-W	800	792.3	1.0
	W-U	800	791.9	1.0
VPMSM	U-V	720	711.2	1.2
	V-W	720	711.9	1.1
	W-U	720	709.9	1.4

5.2 시험용 버니어 영구자석 전동기와 표면 부착형 영구자석 전동기 시험 및 결과 비교

그림 5.2는 전동기 시험 세트를 보여주고 있다.

그림 5.3과 5.4는 1000 r/min의 속도로 회전할 때 SPMSM와 VPMSM의 무부하 역기전력 해석 결과와 실험 결과를 보여준다. 해석 결과는 유한요소법을 이용해 도출한 결과이다. 최대값 기준으로 SPMSM는 4.16% 차이가 나고 VPMSM의 경우 4.21% 차이가 난다. 역기전력 rms 값은 SPMSM의 경우 6.53% 오차가 나타났고, VPMSM의 경우 오차가 1.98% 나타났다.

이 오차의 원인으로 착자 된 영구자석의 성능이 예상보다 떨어지거나 전동기의 조립 및 분해과정에서 생길 수 있는 외부 요인에 의한 자석의 감자, 분할코어의 미세 공극에 따른 누설 자속 등이 예상된다.

SPMSM는 높은 점적율을 위해 분할코어 방식으로 고정자 코어를 제작했다. 때문에 분할된 부분에 미세 공극이 있고 이에 따른 자기 저항 값의 변화에 의해 역기전력 값의 해석 결과와 실험 결과 사이에 차이가 조금 더 크게 발생하게 된다.

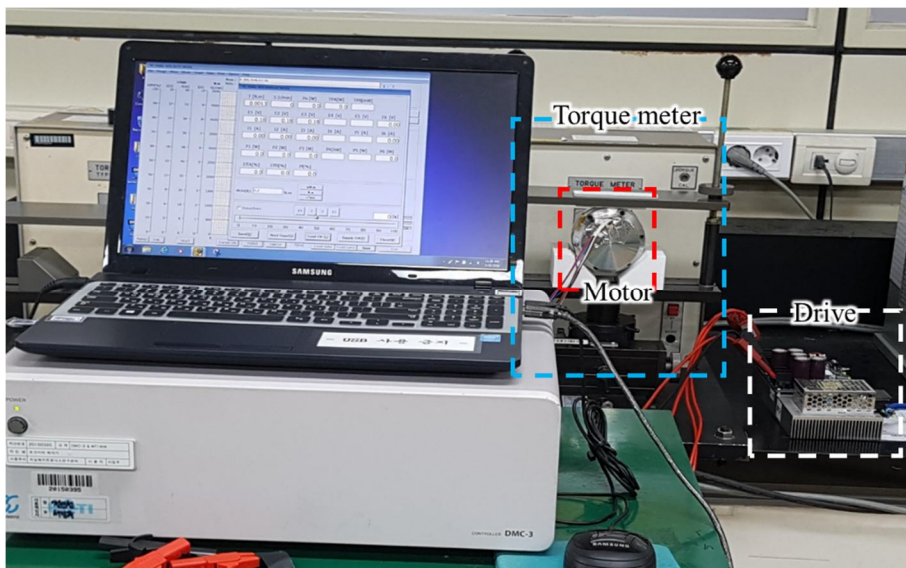
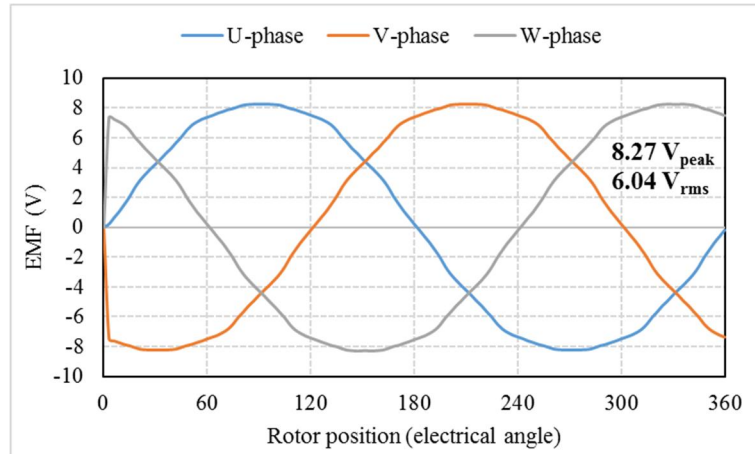
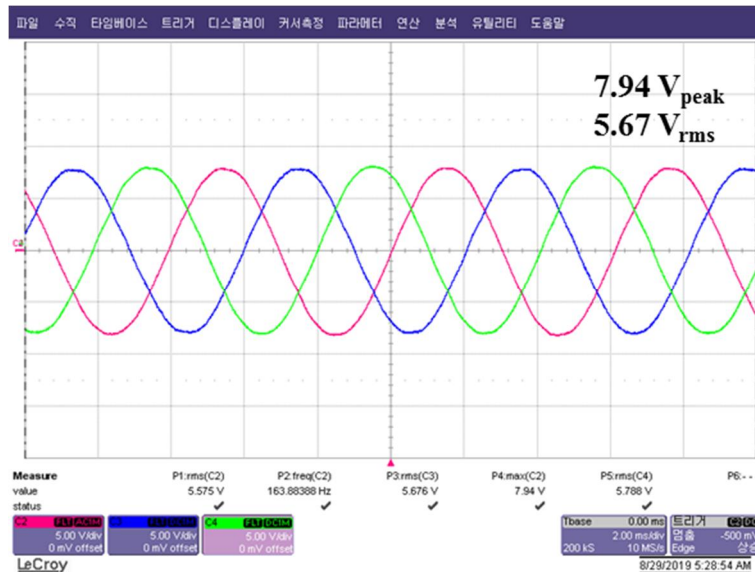


그림 5.2 전동기의 시험 세트
Fig. 5.2 Test set for experiment of a motor

반면에 VPMSM는 넓은 고정자 슬롯 폭으로 인해 통코어 고정자에서 동일한 점적율을 얻을 수 있다. 실제 제작된 VPMSM는 통코어로 제작이 이뤄져 분할코어를 사용 시 고정자 연결 부위에 발생하는 미세 공극이 존재하지 않는다. 이러한 역기전력 크기의 차이는 전동기 성능에도 영향을 미치게 된다.



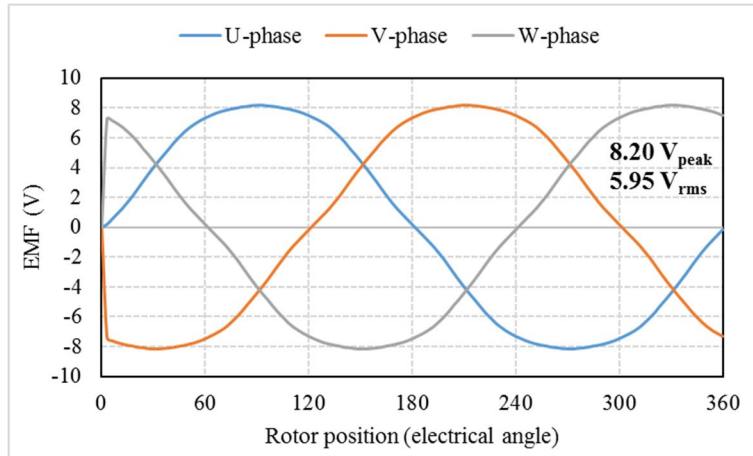
(a) 해석결과



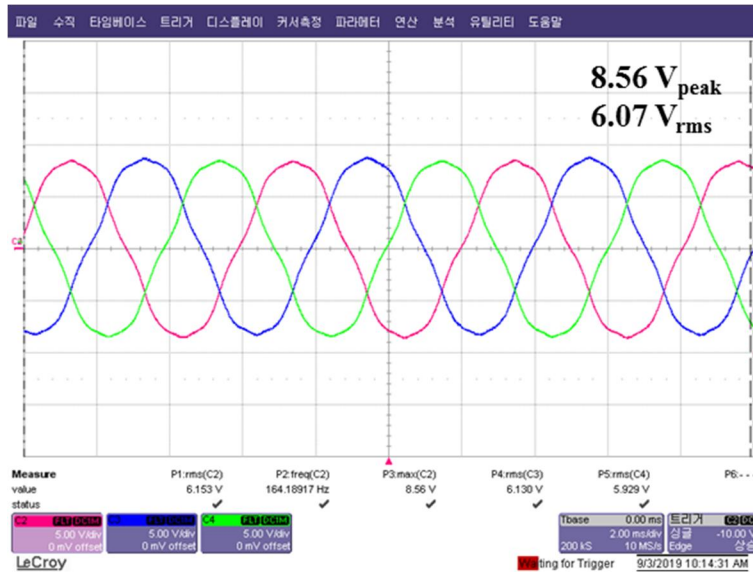
(b) 실험결과

그림 5.3 SPMSM의 무부하 역기전력

Fig. 5.3 No-load back electromotive force of a SPMSM



(a) 해석결과

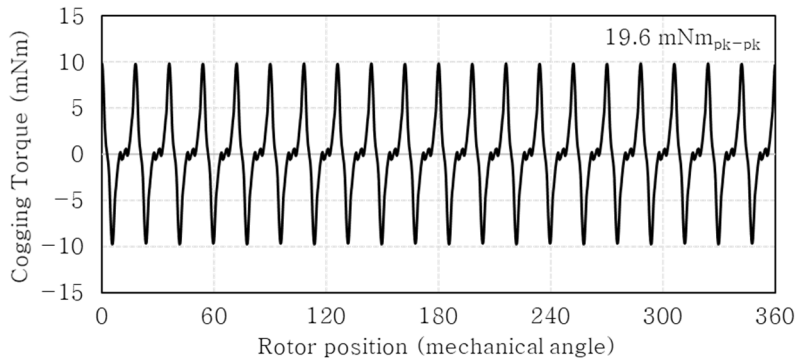


(b) 실험결과

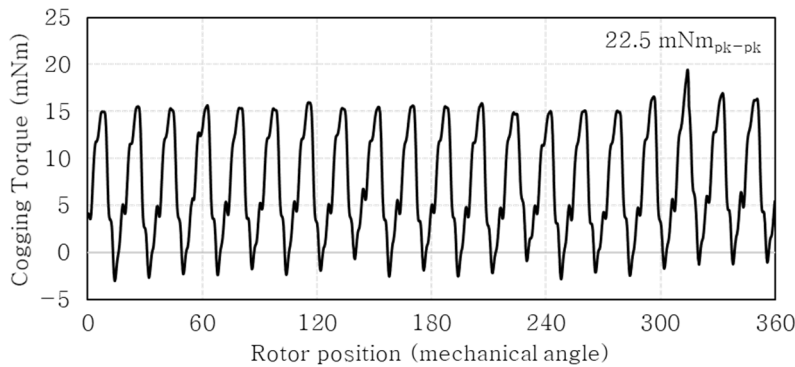
그림 5.4 VPMSM의 무부하 역기전력

Fig. 5.4 No-load back electromotive force of a VPMSM

그림 5.5와 그림 5.6은 각각 SPMSM의 코깅 토크와 VPMSM의 코깅 토크 결과를 나타내고 있다. 해석 결과는 FEM을 통해 도출하였다. 해석 결과와 실험 결과 사이에 오차는 SPMSM가 13%, VPMSM가 16%의 차이가 있다. 실험 결과 모두 요구 코깅 토크 $0.04 \text{ Nm}_{\text{pk-pk}}$ 를 만족하고 있다. 코깅 토크는 토크 리플을 정확하게 측정할 수 없는 소형 전동기에서 간접적으로 토크 리플을 예측할 수 있게 해준다. VPMSM의



(a) 해석 결과



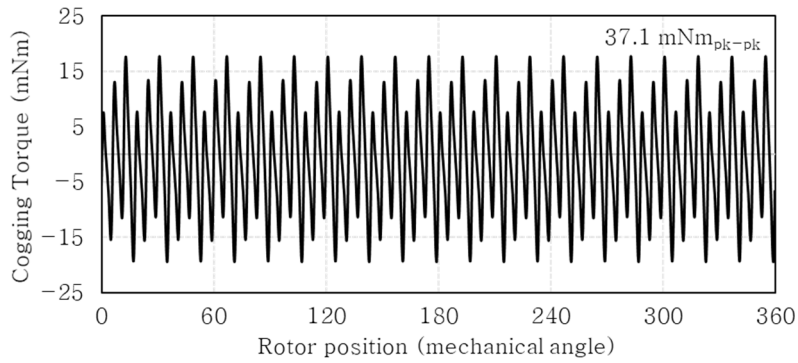
(b) 실험 결과

그림 5.5 SPMSM의 코깅 토크

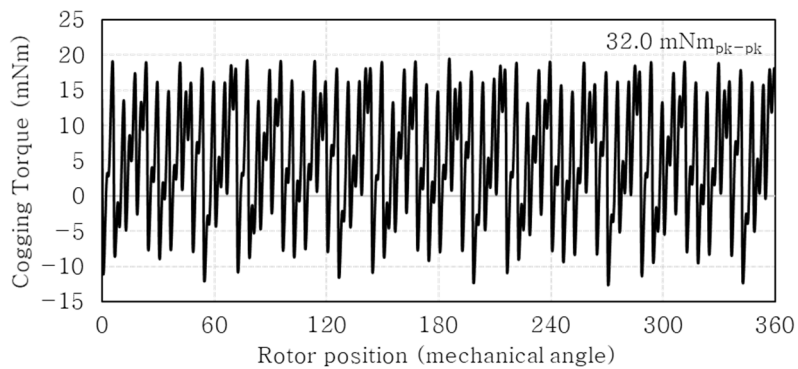
Fig. 5.5 Cogging torque of an SPMSM

코깅 토크의 경우 해석치보다 실험치가 낮아 토크 리플도 해석치보다 낮을 것으로 예상된다.

표 5.2와 5.3은 FEM을 통해 얻은 전동기들의 효율 값과 실제 제작된 전동기의 효율 값을 비교한 결과이다. 표를 보았을 때에는 정격 운전점인 0.6 Nm, 1000 r/min에서의 효율은 해석에서 SPMSM는 75.2%이고 VPMSM는 78.1%이다. 두 결과 사이에 2.9%의 차이가 있는데 실험치에서는 그 차이가 더 커진다. 정격 운전점에서 효율의 실험치는 SPMSM의 경우 69.9%이고 VPMSM의 경우 75.6%로 두 전동기 사이에 5.3%의 효율 차이가 발생했다. 이는 앞서 역기전력 측정 결과에서 SPMSM의 역기전력이 해석결과보다 낮게 나온 영향이 크다.



(a) 해석 결과



(b) 실험 결과

그림 5.6 VPMSM의 코깅 토크

Fig. 5.6 Cogging torque of an VPMSM

감소된 역기전력을 영구자석 세기의 감소로 반영하여 제 해석한 결과 SPMSM의 효율이 전반적으로 2%이상 낮게 나타났다.

표 5.2의 결과를 보았을 때 SPMSM의 경우 저속 고 토크로 갈수록 해석 결과와 실험 결과 사이의 차이가 커지는 것을 확인할 수 있다. 표 5.3의 VPMSM의 경우에도 저속 고 토크로 갈수록 해석 결과와 실험 결과 사이의 오차가 커졌지만 그 정도가 SPMSM보다 작음을 확인할 수 있다.

저속, 고 토크에서 효율 차이가 커지는 것은 FEM 해석 시 전동기 온도 설정에 의한 차이로 예상된다. 전동기 최대 온도를 60℃으로 가정하고 해석을 진행하였는데, 최대 온도 도달 시간이 전동기마다

그리고 운전점마다 차이가 있고, 매 지점마다 동일한 온도에서 측정하는데 한계가 있다. 그러나 실제 전동기 온도 확인을 하고 이를 결과에 반영하면 오차를 줄일 수 있을 것으로 예상된다.

표 5.4는 SPMSM와 VPMSM의 효율 실험결과를 비교한 것이다. 앞서 언급하였듯이 정격 운전 영역에서 VPMSM가 SPMSM보다 더 높은 효율이 나타났고, 토크의 크기가 커질 수록, 전동기의 회전 속도가

표 5.2 SPMSM 해석 결과와 시험 결과 비교

Table 5.2. Comparison of SPMSM analysis results and test results

Speed (r/min)	Load 0.5 Nm			Load 0.6 Nm			Load 0.7 Nm		
	FEM	Test	%P	FEM	Test	%P	FEM	Test	%P
400	60.4%	56.8%	3.6%	56.3%	49.4%	6.9%	52.4%	44.3%	8.1%
600	69.5%	65.5%	4.0%	66.1%	58.9%	7.2%	62.6%	54.6%	8.0%
800	74.2%	70.6%	3.6%	71.3%	65.4%	5.9%	67.5%	61.2%	6.3%
1000	77.6%	74.3%	3.3%	75.2%	69.9%	5.3%	72.7%	66.2%	6.5%
1200	79.9%	76.7%	3.2%	77.9%	73.2%	4.7%	75.7%	69.7%	6.0%
1400	81.3%	78.7%	2.6%	79.6%	75.5%	4.1%	77.7%	72.5%	5.2%
1600	82.8%	80.2%	2.6%	81.4%	77.6%	3.8%	79.6%	74.6%	5.0%
1800	84.1%	81.2%	2.9%	82.9%	79.3%	3.6%	81.3%	76.4%	4.9%
2000	84.8%	82.1%	2.7%	83.8%	80.5%	3.3%	82.4%	77.7%	4.7%

표 5.3 VPMSM 해석 결과와 시험 결과 비교

Table 5.3. Comparison of VPMSM analysis results and test results

Speed (r/min)	Load 0.5 Nm			Load 0.6 Nm			Load 0.7 Nm		
	FEM	Test	%P	FEM	Test	%P	FEM	Test	%P
400	64.7%	64.0%	0.7%	60.8%	57.8%	3.0%	57.2%	55.2%	2.0%
600	72.8%	71.5%	1.3%	69.6%	66.7%	2.9%	66.4%	64.1%	2.3%
800	77.2%	76.2%	1.0%	74.6%	72.1%	2.5%	72.1%	69.2%	2.9%
1000	80.3%	79.0%	1.3%	78.1%	75.6%	2.5%	76.0%	72.8%	3.2%
1200	82.3%	80.8%	1.5%	80.5%	77.8%	2.7%	78.6%	75.7%	2.9%
1400	83.4%	82.4%	1.0%	82.0%	80.3%	1.7%	80.4%	77.5%	2.9%
1600	84.7%	83.7%	1.0%	83.2%	81.6%	1.6%	81.6%	78.9%	2.7%
1800	85.5%	84.6%	0.9%	84.2%	82.9%	1.3%	82.7%	80.3%	2.4%
2000	86.0%	85.2%	0.8%	85.0%	83.6%	1.4%	83.6%	80.9%	2.7%

낮을수록 두 전동기의 효율 차이는 극명 해졌다. 그러나 표 5.2와 역기전력 결과에서 나타났듯이 SPMSM의 해석 결과와 실제 제작 결과 사이에 오차를 반영하면 결과 간의 차이는 2%정도 낮게 나타나게 된다.

표 5.5는 두 전동기의 역률(power factor)를 측정한 것을 비교한 결과이다. 일부 논문에서 VPMSM가 일반 전동기에 비해 역률이 낮다고 지적하는 경우가 있는데, 이는 역률을 비교하는데 사용된 일반 영구자석

표 5.4 SPMSM 와 VPMSM 의 효율 시험 결과 비교

Table 5.4. Comparison of efficiency test results between SPMSM and VPMSM

Speed (r/min)	Load 0.5 Nm			Load 0.6 Nm			Load 0.7 Nm		
	SPMSM	VPMSM	%P	SPMSM	VPMSM	%P	SPMSM	VPMSM	%P
400	56.8%	64.0%	7.2%	49.4%	57.8%	8.4%	44.3%	55.2%	10.9%
600	0.0%	71.5%	6.0%	58.9%	66.7%	7.8%	54.6%	64.1%	9.5%
800	70.6%	76.2%	5.6%	65.4%	72.1%	6.7%	61.2%	69.2%	8.0%
1000	74.3%	79.0%	4.7%	69.9%	75.6%	5.7%	66.2%	72.8%	6.6%
1200	76.7%	80.8%	4.1%	73.2%	77.8%	4.6%	69.7%	75.7%	6.0%
1400	78.7%	82.4%	3.7%	75.5%	80.3%	4.8%	72.5%	77.5%	5.0%
1600	80.2%	83.7%	3.5%	77.6%	81.6%	4.0%	74.6%	78.9%	4.3%
1800	81.2%	84.6%	3.4%	79.3%	82.9%	3.6%	76.4%	80.3%	3.9%
2000	82.1%	85.2%	3.1%	80.5%	83.6%	3.1%	77.7%	80.9%	3.2%

표 5.5 SPMSM와 VPMSM의 역률 시험 결과 비교

Table 5.5. Comparison of power factor test results between SPMSM and VPMSM

Speed (r/min)	Load 0.5 Nm			Load 0.6 Nm			Load 0.7 Nm		
	SPMSM	VPMSM	%P	SPMSM	VPMSM	%P	SPMSM	VPMSM	%P
400	87.6%	88.1%	0.5%	87.1%	87.5%	0.4%	86.7%	86.8%	0.1%
600	85.8%	86.3%	0.5%	84.9%	85.5%	0.6%	83.9%	84.6%	0.7%
800	84.9%	85.2%	0.3%	83.4%	84.1%	0.7%	81.2%	83.1%	1.9%
1000	83.9%	84.5%	0.6%	82.3%	83.1%	0.8%	80.2%	82.1%	1.9%
1200	83.4%	83.9%	0.5%	81.6%	82.3%	0.7%	80.0%	81.2%	1.2%
1400	82.7%	83.4%	0.7%	81.0%	81.7%	0.7%	79.5%	80.4%	0.9%
1600	82.3%	83.0%	0.7%	80.6%	81.1%	0.5%	78.8%	79.8%	1.0%
1800	82.0%	82.5%	0.5%	80.1%	80.7%	0.6%	78.4%	79.2%	0.8%
2000	81.7%	82.2%	0.5%	79.7%	80.3%	0.6%	77.9%	79.0%	1.1%

전동기보다 VPMSM의 회전자 극 수를 많이 하였을 경우 발생하는 차이이다.

동일한 회전자 극 수로 두 전동기를 설계하고 비교하였을 경우 VPMSM의 높은 토크 성능으로 인해 표 5.5의 결과와 같이 비슷하거나 조금 더 높게 나타나게 된다.

제 6 장 결론 및 향후 연구 계획

6.1 결론

SPMSM는 높은 제어성과 간단한 구조, 회전자 극 다극화에 유리한 구조 등의 이유로 로봇 관절용 전동기로 많이 사용되었다. 그러나 전동기를 구성하는 물질과 제어 방식 개선 외에 SPMSM의 토크를 개선하고 효율을 높이는데 한계가 있었다.

본 논문에서는 로봇 관절용 전동기에 자계변조 효과를 통해 저속 고 토크 특성을 가지는 VPMSM을 적용하는 것이 적합하다고 판단하였고 VPMSM를 통한 로봇 관절용 전동기의 설계를 진행하였다.

먼저 본 논문에서는 로봇 관절용 전동기의 특성과 VPMSM가 저속에서 높은 기전력 특성을 가지는 원리를 분석하였다. 다음으로 VPMSM를 설계하는데 고려해야 되는 요소들로 VPMSM 종류, 극 슬롯 조합에 따른 권선계수 및 슬롯 폭, 손실로 나눠 중점적으로 다뤘다. 권선계수의 경우 기존 권선계수 계산 법은 자계변조 효과를 동시에 고려할 수 없어 적합하지 않다. 이에 따라 본 논문에서는 자계변조 효과를 분석할 수 있는 해석적 기법과 VPMSM의 원리 그리고 기존 권선계수를 통해 VPMSM을 위한 새로운 권선계수 계산법을 제안하였다. 제안한 VPMSM 권선계수 계산법을 통하여 극 슬롯 조합에 따른 VPMSM의 기전력을 예측하고 그에 따른 적정 슬롯 폭을 확인하였다. 이를 통해 본 논문에서 VPMSM를 설계에 필요한 가이드 라인을 제안하였고 제안한 가이드 라인을 통해 로봇 관절용 VPMSM의 상세 설계를 진행하였다.

최적 설계 단계에서는 다양한 설계 변수에서 최적의 결과를 찾을 수 있는 새로운 최적화 알고리즘 SIOA를 제안하였다. 자계변조 효과를 사용하는 VPMSM은 SPMSM과 다르게 다양한 설계변수들이 성능을 미치기 때문에 이러한 변수들을 한 번에 고려할 수 있는 알고리즘이 필요하다. 다른 알고리즘들과 여러 시험 함수를 수행한 결과를 통해

제안한 알고리즘이 이전에 사용되던 알고리즘보다 높은 정확성과 빠른 탐색 능력을 가지는 것을 검증하였다. 다음으로 본 논문에서 채택한 로봇 관절용 전동기의 설계 조건을 만족하는 VPMSM을 제안한 가이드 라인에 따라 상세 설계를 수행하였고, 이를 통해 선정된 최종 모델을 기반으로 최적 설계를 수행하였다. 제안한 알고리즘을 통해 목표 코킹 토크를 만족하면서 높은 효율을 가지는 로봇 관절용 VPMSM의 최적 설계 안을 도출하였다.

설계된 로봇 관절용 VPMSM의 적합성을 판단하기 위해 기존에 사용되고 있는 로봇 관절용 SPMSM과 본 논문에서 설계한 로봇 관절용 VPMSM를 FEM을 통해 해석 및 비교하였고 실제 제작한 전동기의 시험을 통해 비교 결과의 타당성을 검증하였다. 시험 결과 본 논문에서 제안한 가이드 라인을 통해 설계한 로봇 관절용 VPMSM가 기존 로봇 관절용 SPMSM 전동기보다 모든 운전 영역에서 효율이 개선되는 것을 확인하였다. 이를 통해 다른 저속 고 토크 어플리케이션에 VPMSM를 적용하는데 도움이 될 것으로 판단된다.

6.2 향후 연구 계획

본 논문에서 VPMSM의 원리에서 자계변조 효과에 의한 기전력에 집중해서 설명하였다. VPMSM은 자계변조 효과에 의한 공간 고조파 일부를 기본파에 동기화 시키기 때문에 리플에 영향을 미치는 요소를 줄이는 효과를 얻게 된다. 그러나 퍼미언스의 돌극성을 높여 자계변조 효과를 키우면서 다른 공간 고조파들 역시 커지게 되므로 이에 대한 영향을 고려해야 한다. 그러므로 공간 고조파들이 역기전력 또는 토크에 미치는 영향을 분석하는 연구가 필요하고 이를 통해 VPMSM에 적합한 역기전력 고조파 또는 토크 리플 저감 방법에 대한 연구가 필요하다. 토크에 대한 수식 또한 역기전력 수식을 기반으로 상세한 전개 과정에 대한 연구가 필요하다.

본 논문에서 제안하는 VPMSM의 권선계수 계산법은 동일한 원리를

사용하는 FMP VPMSM과 이중 구조 VPMSM에 사용 가능하지만 FMP의 경우 노치에서 발생하는 누설자속에 영향을 받고, 이중 구조 VPMSM은 대다수의 경우 드럼 권선을 사용하기 때문에 그 정확도가 기본 VPMSM보다 떨어진다. 그리고 기어 비가 높은 VPMSM의 경우 회전자 와전류에 의해 영구자석에 와전류 손실이 발생하고 이로 인해 자석의 세기가 약해지게 되는데, 이에 대한 반영이 이뤄지지 않아 실제 성능과 차이가 발생하게 된다.

자계변조 효과는 효과적으로 전동기의 토크 성능을 개선시키지만, 자계변조 효과에 의해 회전자에서 발생하는 손실이 또한 증가하게 된다. 여러 겹의 얇은 강판으로 구성된 회전자 코어와 달리 화전자 영구자석은 분할되어 있지 않고 또 전류가 흐를 수 있는 도전체이기 때문에 자계변조 효과에 의해 와전류가 커지게 되고 이는 자석에서 발생하는 손실 증가 및 자석 성능 저하를 야기시킨다. 따라서 도전율이 높은 자석을 사용할수록, 회전자 회전 속도가 높을수록 VPMSM의 속도에 따른 손실 증가폭은 커지고 성능 또한 저하된다. 또한 회전자에서 발생하는 손실이 크기 때문에 회전자에서 발생하는 열 또한 일반 전동기보다 높아진다. 따라서 VPMSM의 회전자에서 발생하는 열에 대한 연구와 함께 영구자석에서 발생하는 와전류 손실을 저감하는 연구가 필요하다. FEM을 통해 높은 정확도의 결과를 도출할 수 있지만 개념 설계 및 상세 설계 단계에서 열과 손실 해석을 병행하는 것은 많은 시간을 필요로 하게 된다. 그러므로 이러한 열과 손실에 대한 해석을 상세 설계 및 최적 설계를 진행하기 앞서 간략하게 파악할 수 있는 해석적 기법에 대한 연구가 필요하다.

그리고 소형 전동기의 경우 효율 및 토크를 높이기 위해 회전자 오버행이 많이 사용한다. 본 논문에서는 회전자 오버행을 사용하지 않은 모델이기 때문에 자계변조 효과가 회전자 오버행에 미치는 영향에 대한 분석과 회전자 오버행이 적용된 일반 영구자석 전동기와 비교 분석이 이뤄지지 않았다. 따라서 회전자 오버행에 따른 VPMSM 성능 분석에 대한 연구가 수행되어야 할 것이다.

참고 문헌

- [1] "World Robotics 2019," International Federation of Robotics, 2019.
- [2] "로봇산업 발전방안," 산업통상자원부, 2019.
- [3] "3 차 지능형로봇 기본계획," 산업통상자원부, 2019.
- [4] S. Haddadin, A. Albu-Schäffer and G. Hirzinger, "Safe Physical Human-Robot Interaction: Measurements, Analysis and New Insights," *In Proceedings of the 13th International Symposium of Robotics Research(ISRR2007)*, 2007.
- [5] R. D. Schraft, M. H. E. Helms and S. Thiemermann, "Man-Machine-Interaction and Co-Operation for Mobile and Assisting Robots," In *Proceedings of EIS 2004*, 2004.
- [6] "New Industrial Robotics: Human and Robot collaboration for the factory," in *KUKA*, 2014.
- [7] "Industrial Safety Requirements for Collaborative Robots and Applications," in *ABB*, 2014.
- [8] 김래은, 서정무, 유세현, 정인성, "로봇용 축방향 자속 영구자석 전동기 설계," *대한전기학회 춘계학술대회*, 2016.
- [9] 임동국, 서정무, 김태근, 박창우, 정상용, 정현교, "로봇 관절용 영구자석 전동기 설계," *대한전기학회 학술대회*, 2016.
- [10] J.-M. Seo, S.-H. Rhyu, J.-H. Kim, J.-H. Choi and I.-S. Jung, "Design of axial flux permanent magnet brushless dc motor for robot joint module," *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -*, pp. 1336-1340, 2010.
- [11] K. T. Chau, C. C. Chan and C. Liu, "Overview of permanent-magnet brushless drives for electric and hybrid electric vehicles," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 8, no. 6, pp. 2246 - 2257, 2008.
- [12] K. Atallah, D. Howe, "A novel high performance magnetic gear," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 37, no. 4, pp. 2844-2846, 2001.
- [13] K. Atallah, S. D. Calverley and D. Howe, "Design, analysis and realization of a high performance magnetic gear," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 151, no. 2, pp. 135-143, 2004.
- [14] J. M. Crider, S. D. Sudhoff, "An inner rotor flux-modulated permanent magnet synchronous machine for low-speed high-torque applications," *IEEE Trans. Energy Convers*, vol. 30, no. 3, pp. 1247-1254, 2015.
- [15] X. Yin, Y. Fang and P. D. Pfister, "High-torque-density pseudo

- direct-drive permanent-magnet machine with less magnet," *IET Electric Power Applications*, vol. 12, no. 1, pp. 37–44, 2018.
- [16] K. T. Chau, J. J. D. Zhang, C. Liu and Y. Zhang, "Design of a magnetic-g geared outer-rotor permanent-magnet brushless motor for electric vehicles," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 43, no. 6, pp. 2504–2506, 2007.
 - [17] Q. Wang, S. H. .S. Niu, W. Fu and S. Zuo, "Design and analysis of novel magnetic flux-modulated mnemonic machines," *IET Elect. Power Appl.*, vol. 9, pp. 469 – 477, 2015.
 - [18] Y. Liu, S. L. Ho, W. N. Fu and X. Zhang, "Design optimization of a novel doubly fed dual-rotor flux-modulated machine for hybrid electric vehivles," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 51, no. 3, pp. 1–4, 2015.
 - [19] M. Chen, K. T. Chau and C. Liu, "Design of a new non rare earth magnetic variable gear for hybrid vehicular propulsion system," *IET Electrical Systems in Transportation*, vol. 6, no. 3, p. 153 – 162, 2016.
 - [20] M. Cheng, L. Sun, G. Buja and L. Song, "Advanced electrical machines and machine based systems for electric and hybrid vehicles," *Energies*, vol. 8, no. 9, pp. 9541–9564, 2015.
 - [21] M. Cheng, W. Hua, J. Zhang and W. Zhao, "Overview of stator permanent magnet brushless machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 11, pp. 5087 – 5101, 2011.
 - [22] Y. Wang, Z. Deng, "Hybrid Excitation Topologies and Control Strategies of Stator Permanent Magnet Machines for DC Power System," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 12, pp. 4601 – 4616, 2012.
 - [23] T. Raminosoa, A. M. El-Refaie, D. Pan, K.–K. Huh, J. P. Alexander and K. Grace, "Reduced Rare-Earth Flux-Switching Machines for Traction Applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 4, pp. 2959–2971, 2015.
 - [24] S. Jia, R. Qu, J. Li, D. Li and H. Lu, "Comparison of Stator DC Current Excited Vernier Reluctance Machines With Different Field Winding Configurations," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 53, no. 6, 2017.
 - [25] Z. Zhang, L. Yu, Y. Wang, Y. Wang and Y. Yan, "Overview and design methodology of doubly salient brushless dc generator with stator field winding," *IET Electric Power Applications*, vol. 11, no. 2, p. 197 – 211, 2017.
 - [26] T. Raminosoa, D. A. Torrey, A. M. El-Refaie, K. Grace, D. Pan, S. Grubic, K. Bodla and K.–K. Huh, "Sinusoidal Reluctance Machine With DC Winding: An Attractive Non-Permanent-Magnet Option," *IEEE*

- Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 3, pp. 2129 – 2137, 2015.
- [27] S. Jia, R. Qu, J. Li and D. Li, "Principles of Stator DC Winding Excited Vernier Reluctance Machines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 31, no. 3, pp. 935 – 946, 2016.
 - [28] S. Jia, R. Qu, J. Li, D. Li and W. Kong, "A Stator–PM Consequent–Pole Vernier Machine With Hybrid Excitation and DC–Biased Sinusoidal Current," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 53, no. 6, 2017.
 - [29] Z. Q. Zhu, J. T. Chen, Y. Pang, D. Howe, S. Iwasaki and R. Deodhar, "Analysis of a Novel Multi–Tooth Flux–Switching PM Brushless AC Machine for High Torque Direct–Drive Applications," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 11, pp. 4313 – 4316, 2008.
 - [30] Z. Q. Zhu, Z. Z. Wu, D. J. Evans and W. Q. Chu, "Novel Electrical Machines Having Separate PM Excitation Stator," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 51, no. 4, 2015.
 - [31] Z. Q. Zhu, H. Hua, D. Wu, J. T. Shi and Z. Z. Wu, "Comparative Study of Partitioned Stator Machines With Different PM Excitation Stators," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 1, pp. 199 – 208, 2016.
 - [32] Z. Q. Zhu, Z. Z. Wu and X. Liu, "A Partitioned Stator Variable Flux Reluctance Machine," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 31, no. 1, pp. 78 – 92, 2016.
 - [33] X. Li, K. T. Chau and M. Cheng, "Analysis, design and experimental verification of a field–modulated permanent–magnet machine for direct–drive wind turbines," *IET Electric Power Applications*, vol. 9, no. 2, p. 150 – 159, 2015.
 - [34] Y. Nakata, H. Ishiguro, K. Kitani, T. Fujimoto and K. Hirata, "Development and control of a novel cylindrical IPM linear vernier motor for compliant robot actuation," *IECON 2013 – 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 2744–2749, 2013.
 - [35] 설승기, “전기기기제어론,” 브레인코리아, 2002.
 - [36] 김상훈, “DC, AC, BLDC 모터 제어,” 복두출판사, 2014.
 - [37] C. H. Lee, “Vernier Motor and Its Design,” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, 제 82, 번호: 66, pp. 343 – 349, 1963.
 - [38] terms.naver.com/entry.nhn?docId=1100523&cid=40942&categoryId, 두산백과.
 - [39] B. Kim, T. A. Lipo, “Operation and design principles of a PM vernier

- motor," *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2013.
- [40] S.-U. Chung, J.-W. Kim, B.-C. Woo, D.-K. Hong, J.-Y. Lee and D.-H. Koo, "A Novel Design of Modular Three-Phase Permanent Magnet Vernier Machine With Consequent Pole Rotor," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, no. 10, pp. 4215 – 4218, 2011.
 - [41] R. Hosoya, H. Shimada and S. Shimomura, "Design of a ferrite magnet vernier machine for an in-wheel machine," *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 2790–2797, 2011.
 - [42] C. Liu, J. Zhong and K. T. Chau, "A Novel Flux-Controllable Vernier Permanent-Magnet Machine," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, no. 10, pp. 4238 – 4241, 2011.
 - [43] M. Mueller, N. Baker, "Modelling the performance of the vernier hybrid machine," *IEE Proceedings – Electric Power Applications*, vol. 150, no. 6, p. 647 – 654, 2003.
 - [44] S. Niu, S. L. Ho, W. N. Fu and L. L. Wang, "Quantitative Comparison of Novel Vernier Permanent Magnet Machines," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, no. 6, pp. 2032 – 2035, 2010.
 - [45] E. Spooner, L. Haydock, "Vernier hybrid machines," *IEE Proceedings – Electric Power Applications*, vol. 150, no. 6, p. 655 – 662, 2003.
 - [46] A. Toba, T. Lipo, "Generic torque-maximizing design methodology of surface permanent-magnet vernier machine," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 6, pp. 1539 – 1546, 2000.
 - [47] J. Li, K. T. Chau, J. Z. Jiang, C. Liu and W. Li, "A New Efficient Permanent-Magnet Vernier Machine for Wind Power Generation," *IEEE Transactions on Magnetics*, 제 46, 번호: 6, pp. 1475 – 1478, 2010.
 - [48] J. Li, K. T. Chau, "A Novel HTS PM Vernier Motor for Direct-Drive Propulsion," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 21, no. 3, pp. 1175 – 1179, 2011.
 - [49] G. Liu, J. Yang, W. Zhao, J. Ji, Q. Chen and W. Gong, "Design and Analysis of a New Fault-Tolerant Permanent-Magnet Vernier Machine for Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, no. 11, pp. 4176 – 4179, 2012.
 - [50] D. Li, R. Qu and T. A. Lipo, "High-Power-Factor Vernier Permanent-Magnet Machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 6, pp. 3664 – 3674, 2014.
 - [51] 권혁성, 정현교, "고정자 형상에 따른 영구자석 버니어 전동기의 특성 비교 분석," pp. 705–706, 2018.

- [52] www.emetor.com/windings/, emetor..
- [53] J.R., T. Miller, Design of brushless permanent-magnet machines, Venice, Florida, USA: Motor Design Books, 2010.
- [54] B. Heller, V. Hamata, "Harmonic field effects in induction machines," Elsevier Science & Technology, 1977.
- [55] D. Wang, X. Wang, M.-K. Kim and S.-Y. Jung, "Integrated Optimization of Two Design Techniques for Cogging Torque Reduction Combined With Analytical Method by a Simple Gradient Descent Method," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, no. 8, pp. 2265 – 2276, 2012.
- [56] M. Lukaniszyn, M. JagieLa and R. Wrobel, "Optimization of permanent magnet shape for minimum cogging torque using a genetic algorithm," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 40, no. 2, pp. 1228 – 1231, 2004.
- [57] H. Jung, W. Jeon, C.-G. Lee, S.-C. Hahn and S.-Y. Jung, "Optimal design of direct-driven PM wind generator aimed for maximum AEP using parallel computing GA based on internet web service," *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 2008.
- [58] H. M. Hasanien, A. S. Abd-Rabou and S. M. Sakr, "Design Optimization of Transverse Flux Linear Motor for Weight Reduction and Performance Improvement Using Response Surface Methodology and Genetic Algorithms," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, no. 3, pp. 598 – 605, 2010.
- [59] D. Žarko, M. Kovačić, S. Stipetić and D. Vuljaj, "Optimization of electric drives for traction applications," *2017 19th International Conference on Electrical Drives and Power Electronics (EDPE)*, pp. 15–32, 2017.
- [60] D. E. Goldberg, Genetic algorithms in search, Optimization, and MachineLearning., 1989.
- [61] J. Kennedy, R. Eberhart, "Particle swarm optimization," *In Proceedings of ICNN'95-International Conference on Neural Networks*, vol. 4, pp. 1942–1948, 1995.
- [62] X. S. Yang, "Flower pollination algorithm for global optimization," *In International conference on unconventional computing and natural computation*, pp. 240–249, 2012.
- [63] J.-G. Lee, N.-W. Hwang, H.-r. Ryu, H.-K. Jung and D.-K. Woo, "Robust Optimization Approach Applied to Permanent Magnet Synchronous Motor," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 53, no. 6, 2017.
- [64] H.-J. Park, H.-K. Yeo, S.-Y. Jung, T.-K. Chung, J.-S. Ro and H.-K. Jung, "A Robust Multimodal Optimization Algorithm Based on a Sub-

- Division Surrogate Model and an Improved Sampling Method," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 54, no. 3, 2018.
- [65] J.-H. Lee, G.-J. Park, B. K. Son, J.-W. Kim and S.-Y. Jung, "Data interpolation based on neural network for optimal design of interior PM synchronous machine," *2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2017.
 - [66] D. Zarko, S. Stipetic, M. Martinovic, M. Kovacic, T. Jercic and Z. Hanic, "Reduction of Computational Efforts in Finite Element-Based Permanent Magnet Traction Motor Optimization," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 2, pp. 1799 – 1807, 2018.
 - [67] Y. Yang, X. Wang and Z. Zhang, "Analytical calculation of magnetic field and electromagnetic performance of flux reversal machines," *IET Electric Power Applications*, vol. 8, no. 5, p. 178 – 188, 2014.
 - [68] D. Wang, X. Du, D. Zhang and X. Wang, "Design, Optimization, and Prototyping of Segmental-Type Linear Switched-Reluctance Motor With a Toroidally Wound Mover for Vertical Propulsion Application," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 2, pp. 1865 – 1874, 2018.
 - [69] I. Abdennadher, R. Kessentini and A. Masmoudi, "Analytical derivation and FEA validation of the inductances of CWPM," *2009 6th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices*, 2009.
 - [70] H. M. Hasanien, "Particle Swarm Design Optimization of Transverse Flux Linear Motor for Weight Reduction and Improvement of Thrust Force," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 9, pp. 4048 – 4056, 2011.
 - [71] D. Zarko, D. Ban, I. Vazdar and V. Jarica, "Calculation of Unbalanced Magnetic Pull in a Salient-Pole Synchronous Generator Using Finite-Element Method and Measured Shaft Orbit," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 6, pp. 2536 – 2549, 2012.
 - [72] L. d. S. Coelho, H. V. H. Ayala and P. Alotto, "A multiobjective Gaussian particle swarm approach applied to electromagnetic optimization," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, no. 8, pp. 3289 – 3292, 2010.
 - [73] R. Rebhi, A. Ibala and A. Masmoudi, "MEC-Based Sizing of a Hybrid-Excited Claw Pole Alternator," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 1, pp. 211 – 223, 2015.
 - [74] C. Blum, A. Roli, "Metaheuristics in combinatorial optimization: Overview and conceptual comparison," *ACM computing surveys*

(CSUR), 2003.

- [75] X.-S. Yang, Engineering optimization: an introduction with metaheuristic applications, John Wiley & Sons, 2010.
- [76] en.wikipedia.org/wiki/Test_functions_for_optimization.
- [77] 광상엽, “차량 구동용 다층 매입형 영구자석 전동기의 특성 해석 및 설계,” *Doctoral dissertation, 서울대학교 대학원*, 2008.
- [78] 서정무, “동적 부하특성을 고려한 로봇용 표면 부착형 영구자석 전동기 설계,” *Doctoral dissertation, 서울대학교 대학원*, 2016.
- [79] 서장호, “차량용 매입형 영구자석 전동기의 열 특성 해석 및 최적 설계,” *Doctoral dissertation, 서울대학교 대학원*, 2010.
- [80] Z. Q. Zhu, Z. Xia, L. J. Wu and G. Jewell, "Influence of Slot and Pole Number Combination on Radial Force and Vibration Modes in Fractional Slot PM Brushless Machines Having Single- and Double-layer Windings," *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2009.
- [81] A. M. EL-Refaie, "Fractional-slot concentratged-windings synchronous permanent magnet machines: Opportunities and challenges," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 1, pp. 107 – 121, 2010.
- [82] D. C. Hanselman, Brushless Permanent Magnet Motor Design, The Writers' Collective., 2003.
- [83] T. Sun, J.-M. Kim, G.-H. Lee, J.-P. Hong and M.-R. Choi, "Effect of Pole and Slot Combination on Noise and Vibration in Permanent Magnet Synchronous Motor," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, no. 5, pp. 1038 – 1041, 2011.
- [84] N. Bianchi, S. Bolognani, "Design techniques for reducing the cogging torque in surface-mounted PM motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 5, pp. 1259 – 1265, 2002.
- [85] N. Bianchi, S. Bolognani, M. Pre and G. Grezzani, "Design considerations for fractional-slot winding configurations of synchronous machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 4, pp. 997 – 1006, 2006.
- [86] C.C.Hwang, M.H.Wu and S.P.Cheng, "Influence of pole and slot combinations on cogging torque in fractional slot PMSMs," *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 304, no. 1, pp. e430-e432, 2006.
- [87] 임동국, 홍승기, 김태근, 김봉석, 박창우, 정현교, “로봇 관절용 박형 고폭 전동기 설계,” *한국로봇종합학술대회*, 2016.

- [88] A. Allahyari, H. Torkaman, "A Novel High-Performance Consequent Pole Dual Rotor Permanent Magnet Vernier Machine," *IEEE Transactions on Energy Conversion (Early Access)*.
- [89] J. Yu, C. Liu, "DC-Biased Operation of a Double-Stator Hybrid Flux Switching Permanent-Magnet Machine," *IEEE Transactions on Magnetics*, 제 56, 번호: 2, 2020.
- [90] P. M. Tlali, R.-J. Wang, S. Gerber, C. D. Botha and M. J. Kamper, "Design and Performance Comparison of Vernier and Conventional PM Synchronous Wind Generators," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, no. 3, pp. 2570-2579, 2020.
- [91] F. Wu, A. M. El-Refaie, "Permanent magnet vernier machine: a review," *IET Electric Power Applications*, vol. 13, no. 2, pp. 127 - 137, 2019.
- [92] L. Jian, K. T. Chau, "A Coaxial Magnetic Gear With Halbach Permanent-Magnet Arrays," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, no. 2, pp. 319-328, 2010.
- [93] L. Jing, J. Gong, J. Chen, Z. Huang and R. Qu, "A Novel Coaxial Magnetic Gear With Unequal Halbach Arrays and Non-Uniform Air Gap," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 30, no. 4, 2020.
- [94] J.-I. Lee, K.-H. Shin, T.-K. Bang, D.-W. Ryu, K.-H. Kim, K. Hong and J.-Y. Choi, "Design and Analysis of the Coaxial Magnetic Gear Considering the Electromagnetic Performance and Mechanical Stress," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 30, no. 4, 2020.
- [95] 이재길, 김태근, 박창우, 김동섭, 임동국, 노종석, 정현교, "협업 로봇 관절 구동 표면부착형 영구자석 전동기 고출력밀도 설계," *2018년도 전기기기 및 에너지변환시스템부문회 춘계학술대회*, 2018.
- [96] A. Ishizaki, T. Tanaka, K. Takasaki and S. Nishikata, "Theory and optimum design of PM Vernier motor," *Seventh International Conference on Electrical Machines and Drives*, 1995.
- [97] M. Rostami, P. Naderi and A. Shiri, "Analysis of Linear Primary Permanent Magnet Vernier Machine Using Finite element method," in *2020 11th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC)*, Tehran, 2020.
- [98] B. Kim, T. A. Lipo, "Design of a surface PM vernier motor for a practical variable speed application," in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Montreal, 2015.
- [99] S. Shafiei, M. A. Noroozi, J. Milimonfared and H. Lesani, "Performance Comparison of Outer Rotor Permanent Magnet Vernier Motor For

- Direct Drive Systems," *2020 11th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC)*, Tehran, Iran, 2020, pp. 1–4
- [100] L. Xu, W. Zhao, G. Liu, J. Ji and S. Niu, "A Novel Dual–Permanent–Magnet–Excited Machine With Non–Uniformly Distributed Permanent–Magnets and Flux Modulation Poles on the Stator," *in IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 69, no. 7, pp. 7104–7115, July 2020
- [101] E. V. Konyushenko, E. P. Kurbatova, N. A. Sabaykin, O. N. Molokanov, S. V. Osipkin and P. A. Kurbatov, "Analysis of Magnetic System of Dual–Stator Vernier Machine," *2020 International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE)*, Moscow, Russia, 2020
- [102] Z. Zhang, S. Yu, F. Zhang, S. Jin and X. Wang, "Electromagnetic and Structural Design of a Novel Low–Speed High–Torque Motor With Dual–Stator and PM–Reluctance Rotor," *in IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 30, no. 4, pp. 1–5, June 2020, Art no. 5203605

Abstract

Optimal Design of Vernier Permanent Magnet Motor for Robot Joint

Hyuk–Sung Kwon

Dept. of Electrical and Computer Engineering

The Graduate School

Seoul National University

In this paper, we proposed to replace the conventional surface-mounted permanent magnet synchronous motor (SPMSM) with Vernier permanent magnet synchronous motor (VPMSM) to improve the efficiency of robot joint motors, guidelines for designing VPMSM has been proposed. By comparing the performance of the designed VPMSM for robot joints and SPMSM for conventional robot joints, the validity of applying VPMSM to the robot joint motor was verified.

In order to improve the efficiency of a robot joint electric motor that requires control precision in a small size, a motor having a simple structure, high control precision, and high torque characteristics is required. In this paper, it was determined that VPMSM is suitable, which has a simple structure and high torque performance through the flux modulation effect.

VPMSM has a different characteristic from that of a conventional motor due to flux modulation effect, which causes a difference in design. In particular, the winding factor is a value that enables the electromotive force of the motor to be predicted, and it is inappropriate to apply the conventional winding factor calculation

method to the VPMSM, which has different electromotive force characteristics due to the magnetic field modulation effect. Therefore, in order to consider the flux modulation effect, this paper proposes a winding factor suitable for VPMSM by applying an analytical method to the winding factor. The proposed winding factor was verified through the finite element method (FEM) and analysis results of different pole slot combination motors. In this paper, the design guideline of VPMSM is proposed through characteristics of VPMSM, winding factor according to pole slot combination, proper slot width, and loss characteristics according to pole slot combination.

For optimal design, a social insect optimization algorithm (SIOA) with high accuracy and convergence speed was proposed. The accuracy and speed of convergence of the proposed algorithm were verified by comparing the search results of various test functions with those of the algorithms widely used in the past, and confirming its excellence.

Through the proposed VPMSM design guidelines, a detailed design of VPMSM that satisfies the requirements of the robot joint motor was decided, and through the proposed optimization algorithm, an optimal design that satisfies the requirements in various design variables was derived.

Lastly, to verify the design results of the VPMSM for robot joints designed in this study and to confirm that the efficiency is improved than the SPMSM for robot joints, a test motor was produced and the design results and efficiency improvement were experimentally verified. Through this, we intend to help design a motor that is being used in low-speed high-torque applications by replacing it with VPMSM.

Keywords : robot joint motor, surface-mounted permanent magnet synchronous motor, vernier permanent magnet synchronous motor, winding factor, optimization algorithm.

Student Number : 2014-21731